N. APOSTOLESCU D. TARAZA

BAZELE CERCETĂRII EXPERIMENTALE A MAȘINILOR TERMICE

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

NICOLAE APOSTOLESCU • DINU TARAZA

BAZELE CERCETĂRII EXPERIMENTALE A MAȘINILOR TERMICE

L.D.

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ
BUCUREȘTI, — 1979

Scanned with OKEN Scanner

PREFAȚA

„... este necesară impulsionarea activității de cercetare în toate sectoarele, scurtarea ciclului cercetare-proiectare-producție, în scopul realizării... de noi mașini și utilaje de înaltă productivitate..."

(Din rezoluția Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român, 7—9 decembrie 1977)

Cercetarea experimentală intervine cu o importantă pondere în activitatea de concepție a mașinilor termice moderne. Orice progres pe linia ridicării performanțelor energetice și a utilizării mai economicoase a combustibilului, ca și a reducerii consumului de muncă și materiale în fabricație și exploatare — față de nivelul înalt de perfecțiune pe care îl ating în prezent mașinile termice — pretinde un amplu efort de cercetare, în bună parte experimentală, dirijată spre perfecționarea evoluției proceselor funcționale și a corelației acestora cu formele constructive, dimensionale, materialele și tehnologia de fabricație.

Cercetarea experimentală, în general, reprezintă unul dintre modurile principale de abordare a problemelor de investigație științifică, fundamentală sau aplicativă. Importanța sa actuală, alături de metoda teoretică, este subliniată de constatarea curentă că știința modernă datează de la introducerea metodei experimentale, în epoca Renașterii. Pentru cercetarea experimentală este specifică organizarea desfășurării unui fenomen sau proces în condiții cunoscute, cu eliminarea pe cît posibil a influențelor exterioare perturbatoare, pentru ca prin observarea lui și măsurarea mărimilor caracteristice să se deducă mecanismele sale și legăturile dintre factori. Programele de cercetare experimentală angajează adesea importante colective de specialiști și mijloace materiale și au o durată mare de realizare, care poate fi de cîțiva ani, domeniul mașinilor termice oferind în acest sens exemple concludente. Valoarea rezultatelor cercetării, ca și costul unui program și termenul de execuție depind de conceperea și/sau alegerea celor mai adecvate mijloace de investigație și tehnici de măsurare, de buna organizare a etapelor experimentărilor și prelevării datelor, de modul de prelucrare și interpretare a datelor. Conceperea și realizarea cercetării experimentale reprezintă o activitate complexă și subtilă, în care trebuie să se îmbine talentul, imaginația și intuiția, spiritul practic și experiența, cu o pregătire teoretică multidisciplinară. De aceea, odată cu constatarea că cercetarea experimentală în ansamblu nu este prin ea însăși o știință, reprezentînd și astăzi o artă sau un meșteșug, este unanim recunoscut că însușirea unor cunoștințe teoretice de bază privind tehnica măsurării, metodologia organizării experiențelor și analiza

Scanned with OKEN Scanner

datelor — constituite relativ recent, pe plan mondial, într-o disciplină independentă — reprezintă o condiție indispensabilă unei activități productive de cercetare experimentală. Prezentarea acestui fond de cunoștințe, cu accentuarea a ceea ce este specific domeniului cercetării experimentale a mașinilor termice, face obiectul acestei lucrări.*

Abordînd tehnica de măsurare a mărimilor fizice specifice cercetării mașinilor termice, cu marea sa diversitate, ca și metodele generale de investigație experimentală aplicate în acest domeniu, autorii au încercat să realizeze o prezentare sintetică, cu accentuarea a ceea ce și-a dovedit din plin utilitatea și va mai fi aplicat cu siguranță mulți ani, dar fără a omite tot ceea ce este mai nou și are sorți de reușită în cercetarea de specialitate. Principiile teoretice pe care se întemeiază instrumentele și metodele de măsurare au fost dezvoltate în multe cazuri, alese în funcție de valoarea lor de exemplu, și de experiența autorilor, pînă la analiza teoretică detaliată a unor performanțe și a principalelor surse de erori, evidențiindu-se principiile generale, valabile chiar și pentru ceea ce va putea fi creat în viitor. Nu lipsesc din această parte a lucrării problemele de ordin constructiv, de interconectare a componentelor sau indicațiile asupra performanțelor reprezentative pentru tehnica actuală de măsură. Procedînd în acest fel, autorii au urmărit formarea cititorului în două direcții importante ale activității cercetătorului specialist. Pe prima din aceste direcții se înscrie formarea capacității de alegere rațională a tehnicii de măsurare prin evaluarea condițiilor necesare de precizie și a complexității corespunzătoare a echipamentului corelată și cu durata, ușurința și costul execuției măsurărilor, precum și dezvoltarea priceperii de a utiliza tehnica de măsurare în condițiile minimizării influențelor perturbatoare. Cealaltă direcție privește formarea aptitudinii de realizare practică a unui sistem de măsurare cu performanțe satisfăcătoare, prin selecționarea și combinarea unor componente existente, compatibile între ele și în plus, chiar a aptitudinii de concepere a anumitor componente specifice (în primul rînd a unor captoare-traductoare).

Problemelor de evaluare și prelucrare a datelor de măsurare și de organizare a programelor de cercetare experimentală le este dedicată a doua parte a lucrării. Pornindu-se de la analiza naturii erorilor, la determinările experimentale directe sau indirecte ale mărimilor fizice, se subliniază incertitudinea proprie rezultatelor măsurărilor, și se expun metodele de analiză matematică a datelor care permit reducerea incertitudinii, sau aplicarea în continuare a unor tratamente matematice speciale. Problemele de organizare a programelor experimentale sînt tratate în încheiere ca un corolar al principiilor generale care se degajă din prezentarea tehnicii de măsurare și a posibilităților de limitare a incertitudinii, ca și din considerentele de ordin economic.

Numeroase exemplificări din domeniul cercetării mașinilor termice ilustrează, odată cu posibilitățile și limitele de principiu ale mijloacelor experimentale tratate, prezența multiplelor aspecte de detaliu pe care le implică aplicarea lor în practică, aspecte care pot fi înțelese și controlate pas cu pas, printr-o activitate desfășurată adesea pe parcursul multor ani de susținut efort. Indicațiile bibliografice care figurează la sfîrșitul fiecărui capitol au rolul de a ușura accesul în continuare al cititorului la problemele de specialitate avansată ale cercetării experimentale.

---

* La elaborarea lucrării, a fost respectată programa analitică a cursului cu același nume, predat studenților de la Facultatea de mecanică din Institutul politehnic din București.

Scanned with OKEN Scanner

* * *

Cu toate că fabricarea unor subansambluri de cazane în țara noastră datează de la începutul secolului, iar a motoarelor de mai bine de patru decenii, ea s-a dezvoltat inițial exclusiv pe bază de licențe străine și nu a generat o dezvoltare paralelă a activității de cercetare și proiectare în domeniu. Istoria cercetării românești a mașinilor termice ne apare astfel de la începuturile sale drept o rezultantă a procesului de industrializare socialistă, orientat din totdeauna spre stimularea creației originale.

În 1949, la un an după actul naționalizării, au luat ființă, în cadrul Academiei, primele institute de cercetare științifică de profil, Institutul de Energetică și Institutul de Mecanică Aplicată.

Primul institut creat pentru rezolvarea problemelor de cercetare științifică, în vederea sprijinirii dezvoltării rapide a energeticii românești, a reușit să cuprindă treptat principalele probleme ale economiei. În laboratoarele sale de motoare au fost abordate cercetări ale proceselor energetice din motoarele cu aprindere prin scînteie și motoarele cu aprindere prin compresiune, în vederea optimizării randamentului. Dintre realizările cele mai importante obținute în colaborare cu departamentele industriale și care și-au găsit aplicații imediate în industrie, se menționează: supra-comprimarea motoarelor cu aprindere prin scînteie, în vederea folosirii cu randamente superioare a benzinelor de cifre octanice scăzute; cercetările de optimizare a parametrilor de reglaj — avans la aprindere și dozaj — și a cifrei octanice a benzinei, care au dus la elaborarea unor aparate perfecționate pentru motoarele cu aprindere prin scînteie românești; cercetările asupra proceselor de injecție și pulverizare, cu rezultate aplicate în construcția aparaturii de injecție pentru motoarele cu aprindere prin compresiune; cercetările privind supraalimentarea înaltă a motoarelor.

Colectivul care a activat în laboratoarele de ardere din Institutul de Energetică și-a dirijat eforturile îndeosebi asupra valorificării superioare a combustibililor indigeni în instalațiile energetice și industriale. Un important grup de cercetări se leagă de utilizarea lignitului inferior. Pornindu-se de la determinarea caracteristicilor energetice și fizico-chimice ale ligniților inferiori, au fost elaborate și cercetate instalațiile adecvate de ardere pentru utilizarea lor energetică optimă — agregatele cu gazogene, focarele cu grătar cu împingere răsturnată pentru cazane mici și cele cu mori ventilator pentru cazane mari, și s-a cercetat problema arderii intensificate în focare ciclon. În cadrul altor cercetări, au fost abordate probleme legate de arderea gazelor naturale și de injectoare. În domeniul mașinilor termice rotative, au fost inițiate cercetările pe rețele de palete, indispensabile pentru proiectare.

Institutul de Mecanică Aplicată (separat în perioada anilor '60, în Institutul de Mecanica Fluidelor și Centrul de Mecanica solidului) a atacat teme importante pentru construcția și exploatarea mașinilor termice, dintre care se citează problemele ungerii motoarelor și optimizării unor cupluri de materiale, problemele construcției mecanismelor cu camă sau metodologia rodajului chimic al motoarelor pentru reducerea timpului de rodaj.

În aceeași perioadă a cunoscut o dezvoltare amplă și activitatea de cercetare științifică a colectivelor de specialitate din institutele de învățămînt superior tehnic din țară. Aceste colective au abordat în decursul anilor o tematică actuală și variată, rezultînd lucrări care au adus o contribuție efectivă la cunoașterea mai bună a proceselor funcționale și la progresul tehnic în industria de specialitate.

Scanned with OKEN Scanner

În domeniul cazanelor de abur, trebuie menționate lucrările de optimizare a unor parametri constructivi și funcționali, vizînd reducerea consumului de metal și ridicarea randamentului, și grupul de lucrări legate de prepararea și arderea lignitilor și șisturilor bituminoase (la București) și a combustibililor lichizi (la Timișoara și Cluj-Napoca). Importante cercetări din domeniul turbinelor s-au axat pe optimizarea unor parametri constructivi și funcționali, pe probleme ale curgerii mediilor bifazice, specifice pentru turbinele din centralele nucleare, pe probleme de fabricație a turboagregatelor de mare putere fabricate în țară (la București) și pe problemele de gazodinamică și transfer de căldură ale rețelelor de palete (la Timișoara).

Numeroase cercetări teoretice și experimentale din domeniul motoarelor s-au grupat în jurul problemelor privind fenomenele dinamice din colectoarele de admisiune și evacuare (la București, Timișoara, Brașov), arderea normală și cu detonație în motoarele cu aprindere prin scînteie (la București și Iași), organizarea mișcării aerului și procesele aprinderii și arderii în motoarele cu aprindere prin compresiune (la București, Brașov și Timișoara), utilizarea combustibililor diesel inferiori (la Timișoara, Iași și București), combaterea poluării atmosferice (la București), transferul de căldură din motor (la București și Brașov). Aceste lucrări au pus în lumină aspecte noi ale proceselor funcționale, au perfecționat metodica de calcul și au condus în multe cazuri direct la perfecționarea unor motoare fabricate în țară. Lucrările consacrate proceselor de injecție a combustibilului (la București și Iași) au adus sugestii pentru dezvoltarea echipamentului de injecție fabricat în țară. Alte lucrări au condus la elaborarea unei teorii generale a echilibrajului motoarelor (la București), sau au dezvoltat probleme de ordin constructiv: eforturile mecanice și uzura segmenților (la București), tensiunile termice (la Cluj-Napoca și București) etc.

Multitudinea problemelor de cercetare ridicate de activitatea de concepție și dezvoltare a mașinilor termice a impus de asemenea crearea unei baze proprii de cercetare a ministerelor economice de resort care construiesc și exploatează mașinile termice. Inițiată în special în cadrul serviciilor de concepție ale întreprinderilor constructoare, cercetarea aplicativă de specialitate a căpătat dimensiuni superioare în cadrul unor institute și centre de cercetare și proiectare create succesiv: Institutul de Cercetări și Experimentări pentru Automobile și Tractoare — I.C.P.A.T., Brașov (1966), Institutul de Cercetări și Proiectări Tehnologice pentru Transporturi — I.C.P.T.T., București, Centrul de Cercetări și Proiectări Cazane — C.C.P.C., București (1967), Institutul de Cercetări și Proiectări pentru echipamente termoenergetice — I.C.P.E.T. (1967), Centrul de Cercetări și Proiectări Faur București (1970) etc. Aceste institute au reușit ca prin lucrările de cercetare și încercări, desfășurate în parte în cadrul colaborării cu colectivele de cercetare ale Academiei și din învățămînt, să sprijine efectiv activitatea de dezvoltare și modernizare din domeniu.*

Actualul plan cincinal de dezvoltare economică, definit drept cincinalul revoluției tehnico-științifice, rezervă activității de cercetare un rol de prim rang în vederea ridicării generale a nivelului tehnico-calitativ al produselor.

Realizarea acestor sarcini a fost pregătită de acțiunea de concentrare a forțelor de cercetare și a bazei materiale de cercetare în cadrul unor institute unificate; întreaga activitate de cercetare în domeniul cazanelor și turbinelor este concentrată

---

* Cercetările pentru transporturi au fost organizate pentru prima dată în cadrul Institutului tehnologic C.F.R. (1929).

Scanned with OKEN Scanner

în prezent în cadrul I.C.P.E.T. (din 1969), iar în domeniul motoarelor, în cadrul Institutului Național de Motoare Termice — I.N.M.T. (din 1975). Specialiștii din învățămînt participă la realizarea planului de activitate al acestor institute prin rezolvarea independentă a unor teme de cercetare, sau în cadrul unor colective mixte.

* * *

Lucrarea se adresează în primul rînd studenților facultăților de Mecanică, din specialitatea mașinilor termice. Prin conținut și mod de tratare interesează însă cercul larg al acelora care se specializează în domeniul mașinilor termice prin cursuri post-universitare și doctorat, precum și pe specialiștii (cercetători, proiectanți) care activează în acest domeniu.

La elaborarea lucrării, autorii au participat după cum urmează:

N. APOSTOLESCU: capitolele 1, 2, 6, 7, 9, 11, 12, 14, 15, 16, 18;

D. TARAZA: capitolele 3, 4, 5, 8, 10, 13, 17.

AUTORII

Scanned with OKEN Scanner

CUPRINS

Prefața 8

Partea întîi.

Noțiuni generale privind măsurarea și instalațiile de măsurare

1. Principii generale ale măsurării

1.1. Operația de măsurare și mărimile care se măsoară 18
1.2. Clasificarea metodelor de măsurare..... 19
1.3. Schema funcțională generală a aparatelor și sistemelor de măsurare.... 21
1.4. Traductoare. Variabile măsurate și variabile asociate..... 24
1.5. Semnale perturbatoare de intrare. Zgomote..... 26
1.6. Erori de măsurare 28

2. Performanțele generale ale instalațiilor de măsurare

2.1. Performanțele statice 29
Determinarea performanțelor statice, etalonarea statică. Domeniul de măsurare. Sensibilitatea. Liniaritatea. Rezoluția și pragul de mobilitate; eroarea de histerezis. Precizia. Impedanța generalizată
2.2. Performanțele dinamice 38
2.2.1. Modelul matematic general al aparatelor de măsurare 39
2.2.2. Sistemul de ordinul întîi..... 43
Definiții și exemple. Răspunsul la variația în treaptă. Răspunsul la variația în rampă. Răspunsul la variația sinusoidală. Răspunsul la un impuls
2.2.3. Sistemul de ordinul al doilea 50
Definiții și exemple. Răspunsul la variația în treaptă. Răspunsul la variația în rampă. Răspunsul la variația sinusoidală. Răspunsul la un impuls.
2.2.4. Sisteme compuse 57
2.2.5. Determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice..... 57

Bibliografie 58

3. Caracteristicile dispozitivelor electronice ale instalațiilor de măsurare

3.1. Circuite de măsurare pentru traductoarele modulatoare..... 60
3.1.1. Circuitul simplu, sensibil la curent..... 60
3.1.2. Circuitul cu divizor de tensiune..... 61

Scanned with OKEN Scanner

3.1.3. Circuitul în punte 62
Puntea de impedanțe; condiții de echilibru. Sensibilitatea circuitelor în punte. Influența impedanței aparatului de măsură asupra performanțelor punții. Metode de echilibrare a punților rezistive. Punți cu transformatoare.
3.2. Filtre 72
3.3. Amplificatoare electronice 75
3.3.1. Amplificatoare de curent alternativ 75
3.3.2. Amplificatoare de curent continuu 81
3.3.3. Adaptoare de impedanțe 87
3.3.4. Amplificatoare operaționale 90
3.4. Circuite electronice pentru generarea tensiunilor nesinusoidale 91
3.4.1. Producerea unui impuls întîrziat 94
3.4.2. Comutatorul electronic 95
3.4.3. Detectorul de nivel 96
3.4.4. Generarea tensiunii în dinte de ferăstrău 96
3.5. Prelucrarea electronică a semnalelor 98
3.5.1. Adunarea și scăderea 98
3.5.2. Generarea de funcții 99
3.5.3. Multiplicarea și divizarea 101
3.5.4. Derivarea 102
3.5.5. Integrarea 104
3.5.6. Convertirea tensiune-frecvență și frecvență-tensiune 104
3.6. Vizualizarea și înregistrarea semnalelor electrice 107
3.6.1. Voltmetrul analogic 107
3.6.2. Voltmetrul numeric 110
3.6.3. Osciloscopul 110
3.6.4. Aparate înregistratoare cu hîrtie 117
Înregistratoare potențiometrice. Oscilograful galvanometric
3.6.5. Înregistratorul cu bandă magnetică 121
3.7. Transmiterea semnalelor electrice. Interconectarea aparaturii electronice 131
Bibliografie 136

4. Caracteristicile dispozitivelor optice și optico-electronice ale instalațiilor de măsurare

4.1. Sisteme optice 137
4.1.1. Formarea imaginilor prin lentile 137
4.1.2. Luminozitatea imaginii, limitarea fasciculului de raze 142
4.1.3. Profunzimea cîmpului de claritate 143
4.1.4. Macrofotoînregistrarea 145
Generalități. Macrofotoînregistrarea cu ajutorul extensiilor suplimentare. Macrofotoînregistrarea cu ajutorul lentilelor adiționale. Fotoînregistrarea obiectelor plane, înclinate față de axa optică a sistemului.
4.1.5. Fotoînregistrarea obiectelor plane înclinate față de axa optică a sistemului 151
4.2. Surse de iluminare, traductoare fotometrice 152
4.2.1. Elemente de fotometrie 152
4.2.2. Surse de iluminare 154
4.2.3. Filtre de lumină 163
4.2.4. Traductoare fotoelectrice. Măsurarea luminanțelor 164

Scanned with OKEN Scanner

4.3. Sisteme mecanice 172
4.3.1. Obturatoare 172
4.3.2. Transportul filmului fotografic 175
4.3.3. Cinematografierea rapidă și ultrarapidă 175
4.4. Materiale fotosensibile 178
4.4.1. Filmul alb-negru 179
4.4.2. Materiale fotosensibile color 182
Bibliografie 182

Partea a doua.

METODELE DE MĂSURARE FOLOSITE LA CERCETAREA MAȘINILOR TERMICE

5. Masurarea deplasărilor și vitezelor

5.1. Măsurarea deplasărilor 184
5.1.1. Măsurarea deplasărilor cu traductoare potențiometrice 185
5.1.2. Măsurarea deplasărilor cu traductoare inductive 187
5.1.3. Măsurarea deplasărilor cu traductoare capacitive 198
5.1.4. Măsurarea deplasărilor cu traductoare optico-electronice 202
5.2. Măsurarea vitezelor 205
5.2.1. Măsurarea vitezelor în mișcarea de translație 205
5.2.2. Măsurarea vitezelor în mișcarea de rotație 207
5.3. Etalonarea traductoarelor de deplasare și viteză 212
Bibliografie 213

6. Măsurarea eforturilor unitare și deformațiilor

6.1. Metoda tensometriei electrice rezistive 215
6.1.1. Traductorul tensometric rezistiv 215
Principiul de măsurare. Construcția traductorului
6.1.2. Instalația electrică de măsurare 222
Circuitul electric în punte. Circuitul potențiometric. Compensarea efectului variației de temperatură asupra rezistenței traductorului. Modificarea sensibilității circuitului traductorului. Circuite pentru traductoare cu semiconductoare. Scheme de măsurare. Punți tensometrice
6.2. Metoda acoperirilor casante 228
Principiul metodei. Utilizarea imaginii fisurilor
6.3. Metoda fotoelasticității 232
Principii generale. Cercetarea stării plane de eforturi unitare. Cercetarea stării spațiale de eforturi unitare. Acoperiri fotoelastice. Materiale.
6.4. Metoda moiré 240
Principiul metodei. Cercetarea stării plane de eforturi unitare. Cercetarea stării spațiale de eforturi unitare. Realizarea rețelelor
6.5. Metoda interferometriei holografice 244
6.6. Cercetarea experimentală a eforturilor unitare și deformațiilor la mașinile termice 246
6.7. Alegerea metodei de măsurare 252
Bibliografie 253

Scanned with OKEN Scanner

7. Măsurarea presiunii și a forței

7.1. Măsurarea presiunii 254
7.1.1. Măsurarea cu manometre cu lichid 254
7.1.2. Măsurarea cu elemente elastice 255
Construcția elementului elastic. Traductorul electric. Traductorul piezoelectric. Alte tipuri de traductoare.
7.1.3. Ridicarea diagramelor presiune-timp la mașinile termice 261
Condiții de precizie. Aparate și instalații indicatoare de presiune. Influența canalului de racordare a captorului de presiune. Declanșarea bazei de timp a osciloscopului, marcarea poziției unghiulare a arborelui cotit.
7.2. Măsurarea forței 273
Bibliografie 276

8. Măsurarea momentelor de răsucire și a puterii transmise de arbori în rotație

8.1. Instalații de măsurare directă a momentului de răsucire 279
8.1.1. Instalații de măsurare prin suspendare elastică 279
8.1.2. Instalații de măsurare cu traductoare torsiometrice 280
8.2. Frîne 287
8.3. Măsurarea directă a puterii transmise prin arbori în mișcare de rotație .. 294
Bibliografie 295

9. Măsurarea vibrațiilor

9.1. Componentele echipamentului de cercetare a vibrațiilor 297
9.1.1. Aparate de măsurare 297
Captoare de vibrații. Analizoare de frecvență.
9.1.2. Generatoare de vibrații 302
9.2. Probleme de cercetare a vibrațiilor la mașinile termice 303
9.2.1. Vibrațiile arborelui cotit 303
9.2.2. Vibrațiile paletelor 307
Bibliografie 310

10. Principii și metode de cercetare experimentală a zgomotelor

10.1. Măsurarea nivelului de zgomot. Fonometrul 313
10.2. Metode și tehnici de măsurare a zgomotelor produse de mașinile termice .. 317
Bibliografie 321

11. Metode de măsurare aplicate curgerii fluidelor

11.1. Măsurarea vitezei, presiunii și densității 322
11.1.1. Metode de măsurare a presiunii (vitezei) locale 322
11.1.2. Metode electrice de măsurare a vitezei locale medii și a turbulenței 325
Metoda anemometriei cu fir cald (peliculă caldă). Metoda anemometriei prin descărcări electrice
11.1.3. Metode eptice de cercetare a curgerii 336
Metode optice de măsurare și vizualizare. Metode de vizualizare cu trasori
11.2. Măsurarea debitului 342
11.2.1. Metoda reducerii secțiunii 343
Dispozitivul cu secțiune constantă de curgere. Rotametrul ....
11.2.2. Debitmetrul electromagnetic 346
11.2.3. Debitmetrul turbină 347
11.2.4. Contoare volumetrice rotative 347
Bibliografie 349

Scanned with OKEN Scanner

12. Măsurarea temperaturii

12.1. Metode de măsurare prin dilatare termică 351
12.1.1. Termometrul de sticlă cu lichid 351
12.1.2. Termometrul manometric 352
12.2. Metode electrice de măsurare 353
12.2.1. Măsurarea cu termocuplu 353
Principiul de măsurare. Materiale. Măsurarea tensiunii termoelectromotoare. Utilizarea termocuplurilor pentru măsurarea temperaturii și a fluxului termic la mașinile termice
12.2.2. Măsurarea cu rezistență electrică 361
Principiul de măsurare. Traductorul conductor. Traductorul semiconductor (termistor). Măsurarea rezistenței.
12.3. Măsurarea prin radiație 363
12.3.1. Principii fundamentale 364
12.3.2. Metode de măsurare a temperaturii corpurilor 365
Metodele radiației totale. Metodele radiației (strălucirii) monocromatice.
12.3.3. Metode de măsurare a temperaturii gazelor 369
Metoda emisiei-absorbției spectrale. Metoda inversării spectrului. Metoda emisiei-absorbției totale.
12.4. Analiza erorilor la măsurarea temperaturii 372
12.4.1. Analiza erorilor în regim staționar 372
Eroarea determinată de transferul de căldură. Eroarea de viteză.
12.4.2. Analiza erorilor în regim nestaționar 377
12.4.3. Compensarea dinamică a elementului sensibil 378
12.5. Alegerea metodei de măsurare 379
Bibliografie 382

13. Studiul experimental al jeturilor de combustibil lichid

13.1. Studiul configurației macroscopice a jetului 383
13.2. Determinarea legii de injecție 384
13.3. Studiul fineței de pulverizare a jetului 388
Bibliografie 392

14. Cercetarea experimentală a formării amestecului și arderii

14.1. Cercetarea evoluției formării amestecului și arderii 393
Determinarea vitezei de propagare a flăcării.
14.1.1. Flăcări libere 393
Metode optice. Metoda semnalelor de ionizare.
14.1.2. Flăcări staționare 399
14.2. Cercetarea compoziției chimice în flacără și gazele arse 400
14.2.1. Analiza chimică directă. Metoda analizei spectrale 401
14.2.2. Analiza chimică a probelor de gaze 403
Metode analitice de laborator. Metode de control al poluanților. Mijloace de prelevare a probelor.
Bibliografie 412

15. Modelarea experimentală

15.1. Modelarea fizică 414
15.1.1. Elemente de teoria similitudinii 414
Condițiile similitudinii. Stabilirea criteriilor de similitudine. Principalele criterii de similitudine.

Scanned with OKEN Scanner

15.1.2. Legile modelului 422
15.1.3. Aplicarea modelării fizice la cercetarea proceselor din mașinile termice 426
Modelarea proceselor din focare. Modelarea unor procese din motoarele cu ardere internă.
15.2. Modelarea analogică 428
15.2.1. Principii generale 428
15.2.2. Modelarea electrică a sistemelor mecanice 430
15.2.3. Modelarea electrică a cîmpurilor termice 434
Bibliografie 438

Partea a treia.

PRELUCRAREA DATELOR EXPERIMENTALE

16. Prelucrarea statistică a datelor experimentale

16.1. Repartiția probabilității 443
16.2. Legi de repartiție a probabilității 445
Repartiția normală. Repartiția Student. Repartiția Weibull. Repartiția multinomială, repartiția χ^2. Repartiția Poisson.
16.3. Probleme de prelucrare statistică a datelor experimentale 450
16.3.1. Verificarea ipotezelor statistice 450
Principii generale de verificare a ipotezelor statistice. Determinarea criteriului de evaluare a ipotezelor statistice în problemele de prelucrare a datelor experimentale. Alegerea nivelului de semnificație al criteriului.
16.3.2. Estimarea adevăratei valori a unei mărimi măsurate 454
16.3.3. Eliminarea erorilor grosolane 456
16.3.4. Stabilirea numărului necesar de măsurări 457
16.3.5. Evaluarea preciziei măsurărilor 459
16.3.6. Compararea valorilor medii 459
16.3.7. Verificarea aplicabilității repartițiilor teoretice. Testul χ^2 461
16.3.8. Propagarea indicilor de precizie 463
16.4. Analiza grafică a rezultatelor 466
16.4.1. Determinarea parametrilor formulelor empirice prin metoda celor mai mici pătrate 467
Formularea metodei celor mai mici pătrate. Determinarea parametrilor unei funcții liniare. Determinarea parametrilor polinomului de gradul doi. Transformarea unor funcții neliniare într-o funcție liniară. Exemplu de analiză grafică a rezultatelor.
16.4.2. Alegerea formulelor empirice și ajustarea datelor 471
Alegerea gradului unui polinom. Ajustarea datelor empirice.
Bibliografie 472

17. Analiza structurii mărimilor variabile în timp.

17.1. Studiul structurii spectrale a mărimilor periodic variabile 474
17.2. Studiul structurii spectrale a mărimilor tranzitoriu variabile 477
17.3. Studiul structurii mărimilor aleatoriu variabile 481
Bibliografie 489

18. Organizarea activității de cercetare. Sisteme de achiziție și prelucrare automată a datelor.

18.1. Structura generală a unui program de cercetare 490
18.2. Programarea cercetărilor 491
Stabilirea regimurilor experimentale. Stabilirea secvenței regimurilor experimentale
18.3. Sisteme automate de achiziție și prelucrare a datelor 497
Bibliografie 500
Anexe 501

Scanned with OKEN Scanner

LISTA PRINCIPALELOR SIMBOLURI UTILIZATE ÎN LUCRARE

Alfabetul latin

a — accelerație; coeficient de difuzibilitate; factor de amortizare vîscoasă;
A — arie; profunzimea cîmpului de claritate;
A_i — factor de amplificare de curent;
A_v — factor de amplificare de tensiune;
A_λ — coeficient monocromatic de absorbție;
B — inducția magnetică;
c — căldură specifică;
C — capacitate electrică;
d — diametru;
e — eroarea de măsurare;
E — modul de elasticitate; tensiune electromotoare;
f — frecvență; distanță focală;
F — forță;
g — accelerație gravitațională;
G — conductanță electrică ($G = 1/R$);
i — intensitatea curentului electric;
I_L — intensitate luminoasă;
I_λ — intensitate spectrală a radiației;
j — operatorul imaginar ($j = \sqrt{-1}$);
k — coeficient de elasticitate (rigiditate); exponentul adiabatic;
K — factor de scară; sensibilitatea statică;
l — lungime;
L — inductanță;
m — masă;
M — moment;
n — turație;
p — presiune;
P — probabilitate; putere;
q — flux termic; sarcină electrică;
Q — debit volumetric;
R — rezistența electrică;
R_m — reluctanța circuitului magnetic;
$^\circ RA$ — grad de rotație a arborelui;
S — sensibilitate;
t — timp;
T — perioadă; temperatură; transmisibilitate;
u, U — tensiune electrică;
u_m — tensiune măsurată;
v — volum specific;
V — volum;
w — viteză;
x — mărime măsurată (primară);
X — reactanță;
y — mărime asociată (secundară);
Y — admitanță;
Y_g — admitanță generalizată;
Z — impedanță;
Z_g — impedanță generalizată.

Alfabetul grec

α — coeficient de convecție; coeficient de debit; probabilitatea erorii de gradul întîi;
β — mărire liniară a obiectului; probabilitatea erorii de gradul al doilea;
γ — greutate specifică; nivel de semnificație a testului;
ε — abatere; coeficient de negreală; deformație specifică;
ζ — raport de amortizare;

Scanned with OKEN Scanner

λ — coeficient de conductibilitate termică; lungime de undă;
μ — coeficientul lui Poisson; viscozitate dinamică;
ν — viscozitate cinematică;
ρ — densitate; rezistivitate electrică;
— abatere medie pătratică; efort unitar;
τ — constantă de timp;
φ — fază;
Φ — flux;
ω — pulsație; viteză unghiulară;
ω_f — pulsația excitației;
ω_n — pulsația proprie.

Indici

e — electric; ieșire;
i — intrare;
m — mecanic; model;
p — original (prototip);
s — static.

Scanned with OKEN Scanner

Partea întîi

NOȚIUNI GENERALE PRIVIND MĂSURAREA ȘI INSTALAȚIILE DE MĂSURARE

- Principii generale ale măsurării
- Performanțele generale ale instalațiilor de măsurare
- Caracteristicile dispozitivelor electronice ale instalațiilor de măsurare
- Caracteristicile dispozitivelor optice și optico-electronice ale instalațiilor de măsurare

Scanned with OKEN Scanner

1

PRINCIPII GENERALE ALE MĂSURĂRII

1.1. OPERAȚIA DE MĂSURARE ȘI MĂRIMILE CARE SE MĂSOARĂ

Cercetările experimentale au ca obiectiv general efectuarea unor măsurări, necesare pentru stabilirea valorii sau intensității mărimilor fizice caracteristice fenomenului sau sistemului considerat.

În lucrările clasice, *măsurarea* este definită ca operația de determinare a raportului în care se află mărimea măsurată față de o altă mărime de aceeași natură, aleasă ca unitate. Această operație se realizează cu aparate sau sisteme de măsurare, care transmit informația asupra mărimii fizice prin intermediul unui dispozitiv indicator sau înregistrator.

Constituirea semnalului care poartă această informație — *semnalul metrologic* — și transmiterea lui prin aparatul sau sistemul de măsurare, de la punctul de contact cu mediul cercetat și pînă la observatorul extern, implică un consum de energie. Prin urmare măsurarea unei mărimi se poate realiza numai prin punerea în joc a unei energii obținute — cel puțin parțial — din sistemul în care se efectuează măsurarea. Condiția de ordin energetic este evidentă în numeroase exemple: măsurarea temperaturii implică schimbul de căldură între fluidul sau peretele studiat și termometru; măsurarea unei forțe cu un dinamometru pretinde efectuarea unui lucru mecanic de deformație a elementului său elastic; măsurarea unei tensiuni electromotoare se realizează numai prin trecerea curentului electric prin rezistența internă a voltmetrului etc. De aceea, măsurarea a fost definită și ca operația de solicitare și obținere, de transmitere și culegere a unui semnal energetic corespunzător intensității unei mărimi și susceptibilității de a se traduce prin numere.

Prin implicațiile sale care vor rezulta în continuare, constatarea asupra condiției energetice a formării și transmiterii semnalului metrologic prin aparatul sau sistemul de măsurare este de cea mai mare însemnătate. Una dintre consecințe se evidențiază încă de pe acum. Prelevarea de energie din mediul în care se face măsurarea determină o perturbare a condițiilor locale în care se face măsurarea, astfel că semnalul metrologic obținut va fi diferit de semnalul corespunzător situației inițiale a mediului neperturbat, în absența instrumentului de măsurare. Reluînd exemplele date mai înainte, prezența termometrului, prin care se schimbă căldură cu exteriorul, determină o modificare locală a temperaturii măsurate, cu atît mai importantă cu cît transferul de căldură este mai intens; consumul de energie electrică în rezistența voltmetrului antrenează modificarea tensiunii între bornele libere ale circuitului etc. Prin urmare procesul de măsurare influențează fenomenul

Scanned with OKEN Scanner

asupra căruia se aplică. Reducerea la minimum a acestei influenţe, condiţie fundamentală a preciziei măsurării, impune ca consumul de energie în instrumentul de măsurare, raportat la cantitatea totală de energie disponibilă în sistem, să fie minim.

Din punctul de vedere al operaţiei de măsurare, mărimile fizice se pot clasifica după mai multe criterii. Considerînd criteriul dimensional, se deosebesc; a) *mărimi scalare*, definite printr-o valoare numerică unică şi cărora li se aplică regulile de compunere aritmetică; b) *mărimi vectoriale*, definite prin modul, direcţie şi sens, şi care se reprezintă printr-un segment orientat (ex. forţe, viteze etc.); c) *mărimi tensoriale*, ataşate unor puncte dintr-un spaţiu cu o anumită structură geometrică şi care sînt caracterizate printr-un ansamblu ordonat de componente scalare asociate fiecărui sistem de coordonate (ex. tensorul eforturilor unitare); după ordinul lor, se deosebesc tensori de ordinul zero (scalari), tensori de ordinul întîi (vectori) şi tensori de ordin superior.

Dacă se examinează mărimile sub aspectul condiţiei de formare a semnalului metrologic, rezultă alte două categorii: a) *mărimi active*, care prin natura lor asigură energia necesară formării semnalului (ex. temperatura, forţa, tensiunea sau intensitatea curentului electric etc.); b) *mărimi pasive*, care nu se manifestă decît prin intermediul unei mărimi de tip activ. Astfel, masa unui corp este o mărime pasivă, care necesită prezenţa unui cîmp de acceleraţii pentru a putea fi măsurată; tot o mărime pasivă este rezistenţa electrică a unui conductor, care nu poate fi măsurată decît prin trecerea unui curent electric.

În sfîrşit, considerînd mărimile fizice sub aspectul schimbului de energie la limita unui sistem, se disting două categorii: *mărimi de tip intensiv*, care sînt independente de cantitatea de materie (forţa, momentul, presiunea, temperatura, tensiunea electrică) şi *mărimi de tip extensiv*, care depind de gradul de extindere a sistemului, sau de cantitatea de materie (deplasarea, viteza, acceleraţia, debitul, căldura, intensitatea curentului electric).

1.2. CLASIFICAREA METODELOR DE MĂSURARE

Există două criterii generale după care se pot clasifica metodele de măsurare:

— după modul de determinare a măsurii se deosebesc măsurarea prin deviaţie şi măsurarea prin comparaţie (măsurarea la nul);

— după modul de exprimare a măsurii se disting măsurarea analogică şi numerică.

Măsurarea prin deviaţie pretinde deplasarea unui sistem al aparatului de măsurare dintr-o poziţie de echilibru, pe care o ocupă în absenţa mărimii de măsurat, într-o nouă poziţie de echilibru, proprie prezenţei mărimii de măsurat. Această nouă poziţie de echilibru se atinge prin efectul antagonist creat în instrument prin acţiunea mărimii care se măsoară. Deplasarea între cele două poziţii de echilibru furnizează, mai mult sau mai puţin direct, măsura.

Se consideră spre exemplu dispozitivul cu lamă elastică din figura 1.1. Sub acţiunea forţei F lama se deformează, pînă cînd forţa elastică

Scanned with OKEN Scanner

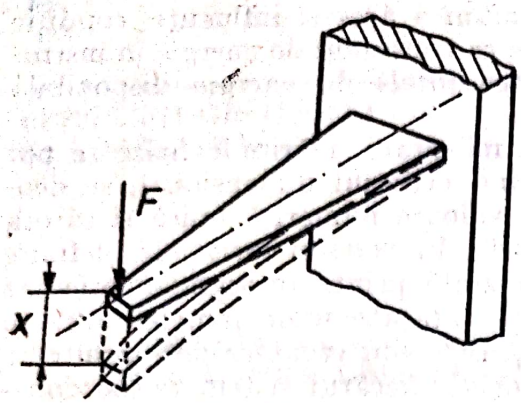


Fig. 1.1

antagonistă care se creează, echilibrează forța F. Deplasarea x a extremității lamei este proporțională cu forța F și este măsura acesteia.

Măsurarea prin comparație (la nul) se bazează pe crearea în instrumentul de măsurare a unui efect antagonist egal cu efectul mărimii care se măsoară, astfel ca deviația sistemului sensibil să fie nulă. Pentru aplicarea acestui principiu este necesar ca instrumentul de măsurare să fie înzestrat cu posibilitatea detectării dezechilibrului sistemului sensibil care se află sub acțiunea mărimii care se măsoară, precum și cu posibilitatea echilibrării lui, manuală sau automată. Măsura este determinată de valoarea efectului antagonist de echilibrare.

În cazul cel mai simplu, compararea se face direct, între mărimea de măsurat x și o mărime cunoscută de aceeași natură y, pentru a se obține condiția de echilibru $x - y = 0$ (fig. 1.2). Este cazul bine cunoscut în care se măsoară cu o balanță o masă, cu ajutorul unei mase etalon egală ca valoare. Un alt exemplu simplu îl oferă măsurarea potențiometrică a tensiunii electrice (fig. 1.3). Potențiometrul, alimentat cu curent continuu, asigură între punctele a și b o tensiune U ce se opune tensiunii U_x care trebuie măsurată; dacă condiția $U = U_x$ este respectată, prin galvanometrul G nu trece curent.

Comparînd cele două metode de măsurare prezentate, se constată că metoda prin comparație poate asigura o precizie superioară, întrucît în condiții de echilibru consumul de energie din sistemul cercetat se anulează. De asemenea, aplicarea metodei prin comparație pretinde numai un detector de dezechilibru, care poate fi conceput cu o înaltă sensibilitate, urmînd să funcționeze pe un mic interval în jurul poziției de nul; instrumentul de măsurare prin deviație are în general un interval de variație cu mult mai mare și este conceput de aceea cu sensibilitate mai redusă. Detectorul de deviație nici nu trebuie dealtfel etalonat, fiind necesar să indice numai dezechilibrul și direcția acestuia.

La măsurările efectuate în condiții dinamice, aplicarea metodei prin comparație introduce însă dificultăți. În condițiile unor variații rapide ale mărimii de măsurat, devine necesar un sistem de automatizare a echilibrării.

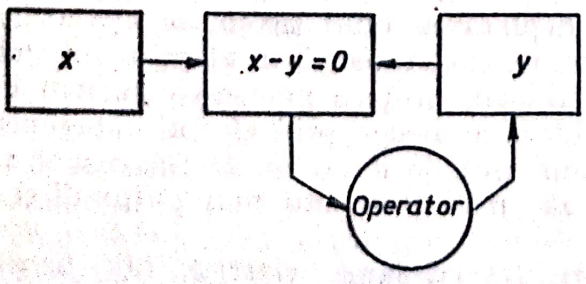


Fig. 1.2

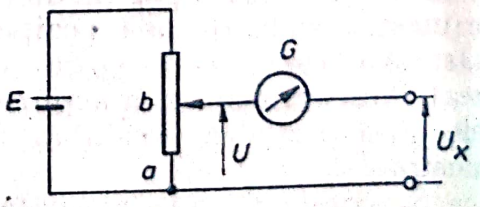


Fig. 1.3

Scanned with OKEN Scanner

Măsurarea de tip analogic este caracterizată prin existența unei funcții continue de legătură între semnalul metrologic, care trece prin aparat, și mărimea care se măsoară. Semnalul poate lua astfel o infinitate de valori într-un domeniu dat de funcționare a aparatului de măsurare. Indicația aparatului este transformată în final într-un număr, pe baza etalonării prealabile.

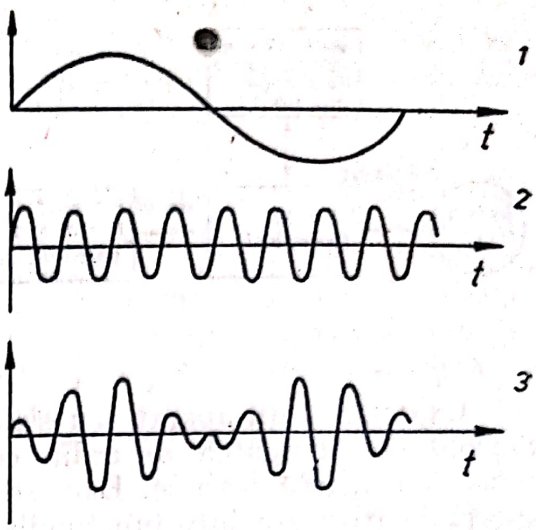


Fig. 1.4
1 — mărimea măsurată; *2* — unda purtătoare; *3* — semnalul (unda modulată în amplitudine)

Un exemplu tipic de semnal analogic îl constituie semnalul de tensiune de tip sinusoidal și frecvență constantă, a cărui variație a amplitudinii reproduce variația în timp a unui efort unitar care se măsoară (unda purtătoare modulată în amplitudine, fig. 1.4). În final, se obține reprezentarea continuă a variației în timp a efortului unitar pe ecranul unui osciloscop; valorile numerice ale efortului unitar se pot stabili pe baza operației de etalonare.

Măsurarea de tip numeric reprezintă situația opusă, în care semnalul metrologic transmis sistemului indicator sau înregistrator al aparatului de măsurare are o variație discretă în limitele domeniului de funcționare. Utilizarea aparatelor cu măsurare de tip numeric, la care rezultatul măsurării este indicat printr-un număr, a fost redusă în trecut (ca ex., diferitele tipuri de contoare). Principiul măsurării de tip numeric cunoaște însă în prezent o continuă dezvoltare, fiind indispensabil pentru posibilitatea conectării aparatelor de măsurare la calculatoarele electronice, pentru prelucrarea automată a datelor experimentale.

1.3. SCHEMA FUNCȚIONALĂ GENERALĂ A APARATELOR ȘI SISTEMELOR DE MĂSURARE

De la fenomenul fizic cercetat la simțurile noastre, de la mărimea măsurată la măsura acesteia, semnalul metrologic trece, după formarea sa în aparatul sau sistemul de măsurare, printr-o serie de transformări succesive, pentru ca informația asupra mărimii cercetate să fie comunicată în condiții optime.

Semnalul metrologic se obține prin prelevarea de energie în punctul de măsurare, sub influența mărimii fizice măsurate: mărimile de tip pasiv pretind un aport de energie din exterior. Odată constituit, semnalul trebuie în general amplificat, pentru simplificarea fazelor următoare, și trebuie transmis spre punctul de prezentare a datelor măsurării, aceste operații necesitînd schimbarea, uneori de mai multe ori, a naturii fizice a energiei asociate semnalului. Adeseori semnalul mai este supus unor operații variate de prelucrare și analiză pentru o cît mai bună adaptare la necesitățile măsurării, reținîndu-se eventual numai anumite componente ale sale. În final, semnalul trebuie codificat, căpătînd o formă inteligibilă pentru simțurile umane.

Scanned with OKEN Scanner

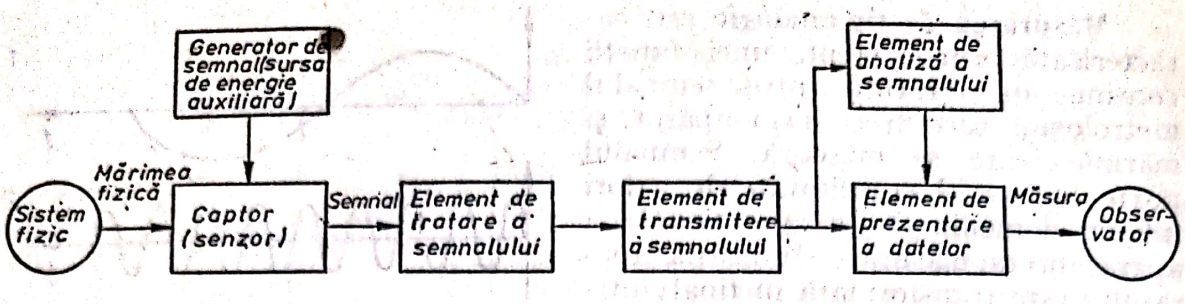


Fig. 1.5

Examinînd un aparat sau sistem de măsurare, se regăsesc întotdeauna, dincolo de diferențele de ordin constructiv, componentele care realizează funcțiile generale descrise. Dacă se definesc componentele oricărui aparat sau sistem de măsurare după funcțiunile generale îndeplinite, se ajunge la un număr limitat de elemente funcționale care pot apărea combinate în diferite moduri. Un astfel de lanț posibil de elemente funcționale este reprezentat schematic în figura 1.5.

Primul element funcțional este întotdeauna *captorul (senzorul)*, elementul sensibil la acțiunea mărimii fizice măsurate. Captorul primește energie din mediul cercetat și emite un semnal care depinde de mărimea măsurată după o lege oarecare. La măsurarea unei mărimi de tip pasiv, semnalul este furnizat de un alt element funcțional, *generatorul de semnal (sursa de energie auxiliară)*, captorul asigurînd numai modificarea unui parametru al semnalului primit, corespunzător valorii mărimii măsurate.

În mod obișnuit, generatorul de semnal emite o undă de nivel invariabil (curent continuu), undă sinusoidală, sau un tren de impulsuri. Ca urmare, informația primită de captor poate fi transferată sistemului de măsurare prin oricare din proprietățile formei de undă utilizate: a) pentru unda de nivel constant, variația de amplitudine; b) pentru unda sinusoidală, variația de amplitudine (modulația în amplitudine), de frecvență (modulația în frecvență), sau de fază (modulația în fază); c) pentru trenul de impulsuri, variația de amplitudine (modulația în amplitudine a impulsurilor), de frecvență (modulația în frecvență a impulsurilor), de poziție (modulația în poziție a impulsurilor), sau prin prezența sau absența impulsurilor într-un număr specificat de impulsuri (modulația prin codificarea impulsurilor).

Prin prezența sa în mediul de unde se prelevează semnalul, captorul determină întotdeauna o perturbare a mărimii măsurate, care reprezintă o cauză generală de imprecizie a măsurării. Prin construcția captorului trebuie desigur să se reducă la minimum această perturbație.

Elementul de tratare (prelucrare) a semnalului realizează conversiunea semnalului variabil emis de captor într-o variabilă de altă natură, mai convenabilă, în condițiile conservării informației pe care o conține semnalul inițial. În aparatele moderne, semnalele de diferite forme emise de captoare sînt transformate în general în semnale electrice, care pot fi prelucrate și transmise mai departe în condiții mai simple și mai precise. Alte operații de prelucrare a semnalului vizează modificarea valorii semnalului, cu păstrarea naturii sale fizice: amplificarea, modularea-demodularea, conversiunea analogic-digitală, integrarea sau diferențierea etc.

Scanned with OKEN Scanner

Elementul de transmitere a semnalului este necesar dacă celelalte elemente funcţionale sînt separate fizic. Posibilităţile de transmitere a semnalului sînt variate, de la cele mai simple, de exemplu prin cablu, pînă la cele mai complicate, cum ar fi un sistem telemetric.

Elementul de prezentare a datelor transferă în exteriorul aparatului informaţia obţinută prin măsurare. Posibilităţile de prezentare a rezultatelor măsurării sînt de două categorii. La măsurările de tip analogic, rezultatul se poate prezenta printr-un indicator pe o scală gradată, se poate reprezenta pe un ecran, sau pe hîrtie. Dacă măsurarea este de tip numeric, datele sînt afişate pe un ecran sau se tipăresc. Elementul de prezentare a datelor poate fi precedat de un *element de analiză a semnalului*, pentru evaluarea unor proprietăţi speciale (proprietăţile medii temporale, proprietăţile spectrale etc.). La sistemele de măsurare folosite în cercetările care necesită cunoaşterea variaţiei în timp a unor mărimi şi într-un număr mare de puncte de măsurare, rezultatele sînt adesea înregistrate pe bandă magnetică, pe cartele sau benzi perforate, în vederea prelucrării analitice şi redării rezultatelor, sub o formă inteligibilă, într-o fază ulterioară.

În legătură cu lanţul prezentat de elemente funcţionale, se impun următoarele observaţii:

1) Schema reprezintă o succesiune *posibilă* a elementelor funcţionale dintr-un aparat şi include *toate* funcţiunile principale posibile. Numeroase aparate nu cuprind toate aceste funcţiuni. La unele aparate de măsură poate lipsi de exemplu generatorul de semnal, după cum la altele poate lipsi elementul de transmitere a datelor sau/şi elementul de analiză. Alte aparate sau sisteme pot să includă mai multe componente care realizează funcţiunile descrise, deosebindu-se prin numărul şi modul lor de combinare.

2) Schema reprezintă o succesiune de *elemente funcţionale* şi *nu fizice*. O componentă a unui aparat sau sistem poate îndeplini mai multe din funcţiunile descrise. Recunoaşterea funcţiunilor principale din punctul de vedere al operaţiei de măsurare se dovedeşte indispensabilă pentru înţelegerea sintetică a construcţiei unui aparat sau sistem şi pentru dezvoltarea aptitudinii de dezvoltare a tehnicii aparatelor de măsurare prin crearea unor noi combinaţii de elemente.

Pentru exemplificarea modului în care se poate defini schema elementelor funcţionale, se consideră aparatul pentru măsurarea forţelor din figura 1.6

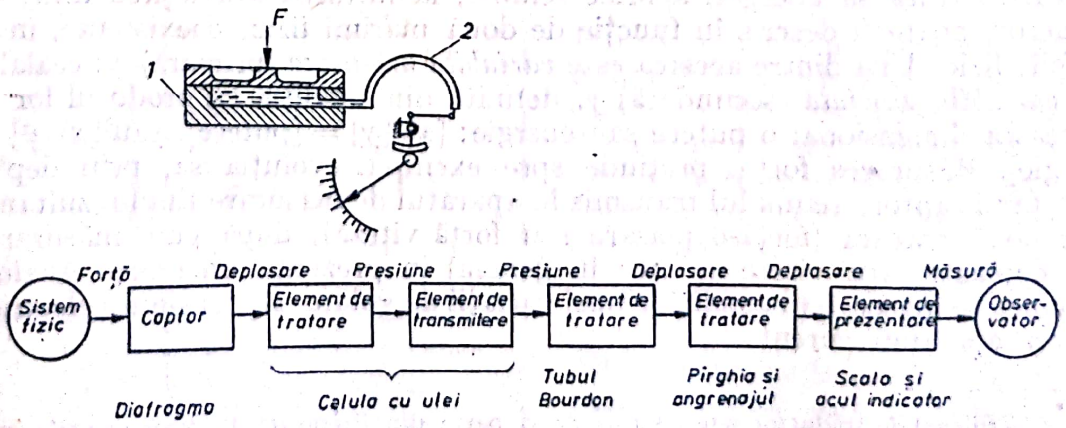


Fig. 1.6

1 — celulă de forţă; 2 — tub Bourdon

(celula hidraulică de forțe). Celula este umplută cu ulei la o presiune inițială de ordinul a 2 daN/cm². Forța măsurată produce deformația diafragmei, rezultînd o variație a presiunii uleiului, care se transmite unui tub Bourdon. Deplasarea rezultată a capătului tubului este amplificată printr-o pîrghie și un angrenaj. Rezultatul măsurării este prezentat de un ac indicator pe o scală. Se observă că diafragma joacă rolul de captor, care produce un semnal de tipul deplasare, proporțional cu forța măsurată. Celula cu ulei servește ca element de prelucrare și totodată de transmitere a semnalului. Tubul Bourdon realizează o nouă convertire a semnalului, care recapătă forma de deplasare (deformație). Prin intermediul pîrghiei și angrenajului se obține apoi un efect de amplificare a semnalului, pentru a se obține o deplasare mai mare a acului indicator pe scală, în vederea ușurării citirii rezultatului. Aceste elemente funcționale pot fi reprezentate ca în figură.

1.4. TRADUCTOARE. VARIABILE MĂSURATE ȘI VARIABILE ASOCIATE

Transferul succesiv al informației între elementele componente ale lanțului funcțional, pînă la indicarea rezultatului măsurării, se realizează întotdeauna prin transferul unei energii, care își modifică progresiv forma. Componentele fizice ale unui aparat sau sistem de măsurare, care îndeplinesc funcțiunile generale definite anterior, realizînd în consecință o transformare de energie, poartă numele de *traductoare*. Energia semnalului la ieșirea dintr-un traductor poate fi de aceeași natură cu energia semnalului la intrare, sau de natură diferită *.

Orice componentă la care energia semnalului de ieșire este furnizată în întregime, sau în cea mai mare parte, de energia semnalului de intrare, indiferent de natura acestora, reprezintă un *traductor pasiv*. În cazul invers, cînd energia semnalului de ieșire provine în cea mai mare parte de la o sursă energetică auxiliară, traductorul este *activ*. Componentele celulei de forță analizate reprezintă traductoare pasive. Un exemplu tipic de traductor activ este amplificatorul electronic.

Prin natura sa energetică orice semnal, la intrarea sau ieșirea dintr-un traductor, poate fi descris în funcție de două mărimi fizice coexistente, inseparabile fizic. Una dintre acestea este *variabila măsurată* (primară) x; cealaltă este *variabila asociată* (secundară) y, definită din condiția ca produsul lor să definească dimensional o putere sau energie: $[x]\,[y] = [\text{putere}]$, sau $[x]\,[\bar{y}] = [\text{energie}]$. Măsurarea forței pretinde spre exemplu evoluția sa, prin deplasarea unui captor, semnalul transmis în aparatul de măsurare fiind rezultanta celor două mărimi (forță-deplasare sau forță-viteză), după cum măsurarea unei deplasări sau viteze se face în general în prezența unei forțe. Analog, presiunea se măsoară în condițiile unei variații de volum, iar tensiunea electrică în prezența unui curent.

---

* Termenul de traductor este restrîns de o parte din literatură la componentele care modifică natura energetică a semnalului (de ex. transformă un semnal mecanic într-unul electric).

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 1.1

Variabile măsurate și asociate

Variabila asociată y	Variabila măsurată x												
	Tip extensiv						Tip intensiv						
	Deplasare (translație)	Viteză (translație)	Acceleratie (translație)	Debit volumetric	Flux termic	Curent	Forță	Moment	Presiune	Temperatură	Tensiune	Curent	
1. Condiția $[x] \cdot [y] =$ = [putere]	$\frac{d(\text{Forță})}{dt}$	Forță	$\int (\text{Forță})\, dt$	Presiune	1	Tensiune	Viteză (translație)	Viteză de rotație	Debit volumetric	Flux termic pe unitatea de diferență de temperatură			
	—												
2. Condiția $[x] \cdot [\int y] =$ = [energie]	Forță	$\int (\text{Forță})\, dt$	$\iint (\text{Forță})\, dt^2$	$\int (\text{Presiune})\, dt$	Timpul	$\int (\text{Tensiune})\, dt$	Deplasare (translație)	Deplasare (unghiulară)	Volum (variația)	Căldură pe unitatea de diferență de temperatură		Sarcină	

În tabelul 1.1 se prezintă variabilele asociate corespunzătoare principalelor variabile măsurate.

Se observă că atunci cînd variabila măsurată aparține categoriei mărimilor de tip extensiv, variabila asociată este o mărime de tip intensiv și invers, o variabilă măsurată de tip extensiv pretinde o variabilă asociată de tip intensiv.

Fluxul energetic între traductoare, cu cele două variabile coexistente, impune reprezentarea lor schematică, ca elemente cu „porți" de intrare și ieșire cu cîte două terminale; traductoarele pasive au o singură poartă de intrare (fig. 1.7, *a*), iar traductoarele active au două porți de intrare (fig. 1.7, *b*). Fluxul de energie prin a doua poartă de intrare (auxiliară) este presupus în general constant și independent de variabilele prezente la poarta principală de intrare și la poarta de ieșire.

Din punct de vedere matematic, traductoarele pot fi tratate ca atare drept elemente cu două porți, fiecare dintre variabilele x sau y fiind determinate în funcție de celelalte trei variabile, de exemplu

$$x_e = f(x_i, y_i, y_e).$$

Din examinarea mai atentă a relațiilor între aceste variabile reiese că oricare grup de două variabile determină celelalte două variabile. Pentru variabilele la ieșirea dintr-un traductor, se pot scrie deci ecuațiile

$$x_e = f(x_i, y_i)$$

Alte 5 perechi de ecuații de legătură rezultă din combinațiile posibile între variabile de intrare și ieșire.

Scanned with OKEN Scanner

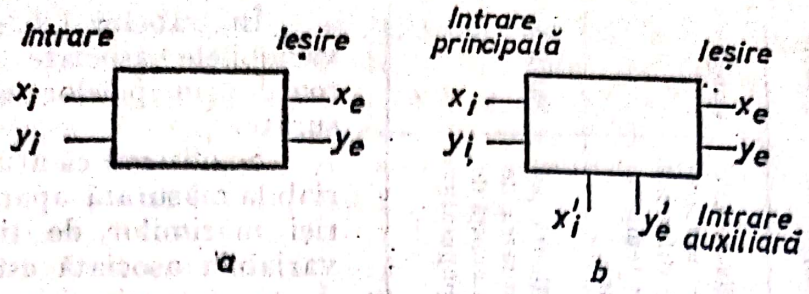


Fig. 1.7

Variabilele x_i, y_i, x_e, y_e care apar la terminalele unui traductor pot fi determinate experimental. Funcționarea traductoarelor complicate poate fi studiată experimental prin măsurarea variabilelor la intrare și ieșire, evitîndu-se cunoașterea detaliilor lor constructive.

1.5. SEMNALE PERTURBATOARE DE INTRARE. ZGOMOTE

Semnalele la intrarea unui traductor din lanțul de măsurare pot fi clasificate în trei categorii: *dorite*, *interferente* și *modificatoare*.

Primele corespund destinației aparatului de măsurare. Semnalul de ieșire se definește în funcție de semnalul de intrare dorit printr-o lege F, care depinde de construcția traductorului *.

Semnalele interferente intervin neintenționat, datorită unor factori fizici la care traductorul este inevitabil sensibil. Unui semnal interferent îi corespunde un semnal de ieșire, după aceeași lege F ca și în cazul semnalelor dorite; semnalele interferente se adună deci cu semnalele dorite.

Semnalele modificatoare sînt tot neintenționate și au drept efect alterarea relației normale dintre semnalele de ieșire și de intrare.

Semnalul de ieșire care se obține în condițiile reale de măsurare însumează efectele celor trei categorii de semnale de intrare. Schematic, influența semnalelor de intrare neintenționate, perturbatoare, se poate reprezenta ca în figura 1.8.

În instalațiile electrice și electronice de măsurare, tensiunile și curenții străini de semnalul de interes poartă numele de *zgomote*. Experimental, zgomotul se constată printr-un semnal de ieșire, atunci cînd nu există semnalul de măsurat, sau dacă semnalul de ieșire este variabil, la un semnal de intrare constant. Nivelul de zgomot se evaluează prin raportul dintre puterea semnalului și puterea zgomotului *(raportul semnal/zgomot)*.

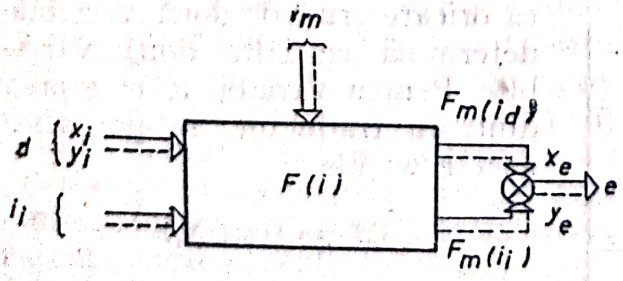


Fig. 1.8

Pentru exemplificarea modului în care intervin semnalele perturba-

* Această lege poate fi exprimată în general printr-o funcție algebrică sau transcendentă, o ecuație diferențială, o funcție de distribuție statistică etc.

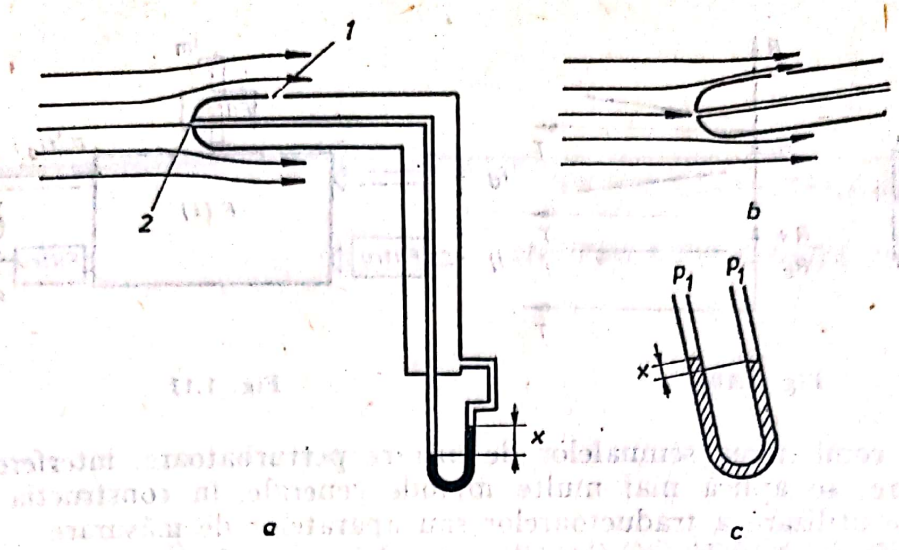


Fig. 1.9

1 — priza pentru presiunea statică p_s; *2* — priza pentru presiunea totală p_t.

toare, se consideră tubul Pitot-Prandtl pentru măsurarea vitezei de curgere a unui fluid (fig. 1.9, *a*). Semnalele de intrare dorite sînt în acest caz presiunile totală (de stagnare) p_t și statică p_s, pe care le sesizează tubul Pitot-Prandtl, și care acționează în cele două brațe ale manometrului diferențial; diferența de nivel x reprezintă semnalul de ieșire. Figurile 1.9, *b* și 1.9, *c* prezintă două situații în care intervin semnale interferente. Alinierea incorectă a tubului Pitot-Prandtl introduce o componentă de viteză în punctul de prelevare a presiunii statice și micșorează viteza în punctul de prelevare a presiunii totale; ca urmare se modifică presiunea în cele două brațe ale manometrului. Orientarea incorectă a tubului manometric determină înregistrarea unui semnal de ieșire x chiar dacă semnalul de intrare (diferența de presiune) este nulă. Ca mărimi de intrare modificatoare pot acționa variația densității fluidului, care influențează relația dintre viteză și diferența de presiune (diferența de nivel x), sau variația densității lichidului din manometru, de care depinde relația dintre diferența de presiune și diferența de nivel x.

Un alt caz tipic de prezență a semnalelor perturbatoare interferente apare la captoarele destinate măsurării unidirecționale a anumitor mărimi (deplasări, accelerații, forțe etc.), care prezintă în realitate o oarecare sensibilitate și la excitații după alte direcții. Astfel, forța măsurată după axa captorului produce un semnal care interferează cu semnalul corespunzător oricărei forțe transversale, perturbatoare. Această proprietate a captorului, cunoscută sub numele de *sensibilitate transversală*, condiționează deci o categorie specifică de semnale perturbatoare.

Zgomotul este de natură internă (zgomotul generat de tuburi și tranzistoare, sau de rezistențele de intrare ale etajelor de amplificare), dar este introdus în circuitele electrice și de semnale externe perturbatoare, dintre care cele mai comune sînt produse de cîmpurile electrice și magnetice de 50 Hz ale liniilor de forță din apropiere, cîmpurile electrice generate de echipamente electronice sau motoare electrice vecine etc.

Scanned with OKEN Scanner

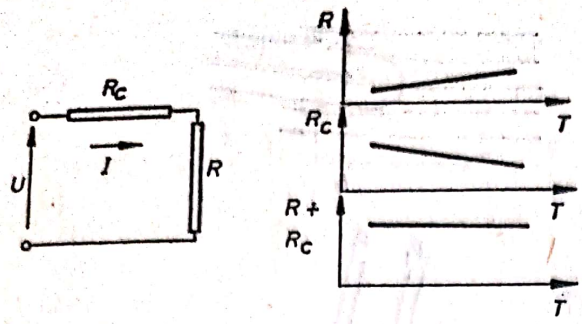


Fig. 1.10

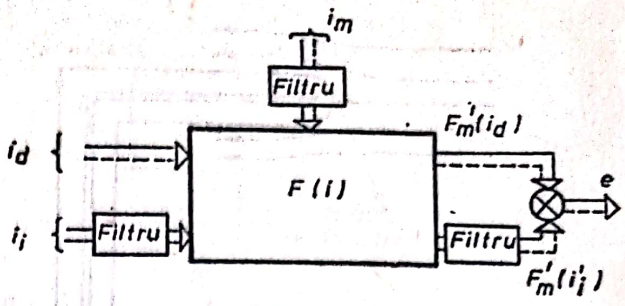


Fig. 1.11

Pentru combaterea semnalelor de intrare perturbatoare, interferente și modificatoare, se aplică mai multe metode generale, în construcția și/sau în modul de utilizare a traductoarelor sau aparatelor de măsurare.

1) *metoda insensibilizării* față de semnalele perturbatoare. Ca exemplu, la un traductor mecanic la care variația temperaturii ambiante introduce semnale perturbatoare prin efecte de dilatare, se prevede construcția traductorului dintr-un material cu coeficient de dilatare neglijabil.

2) *metoda introducerii unor semnale opuse* semnalelor perturbatoare, pentru anularea efectului lor. Se consideră, de exemplu, cazul unui milivoltmetru care măsoară tensiunea la borne U, în baza relației dintre intensitatea curentului I prin rezistența internă R, și valoarea rezistenței. Variația temperaturii ambiante acționează ca un factor perturbator, întrucît modifică valoarea rezistenței, ceea ce se răsfrînge asupra relației de legătură dintre curent și tensiune. Această influență se poate combate cu ajutorul unei rezistențe de compensare R_c, cu coeficient invers de variație a rezistenței cu temperatura, astfel ca rezistența totală a circuitului să devină invariabilă cu temperatura (fig. 1.10).

În alte cazuri, se folosesc două traductoare identice expuse aceluiași factor perturbator, din care însă numai unul primește semnalul de intrare dorit; prin cuplarea convenabilă a traductoarelor, semnalele lor de ieșire, determinate de factorii perturbatori, se anulează prin scădere.

3) *metoda filtrării selective* constă în prevederea unor elemente (filtre) la intrare, în interiorul sau la ieșirea din traductor (sau din aparat), care blochează numai semnalele perturbatoare. Acțiunea de filtrare poate fi reprezentată simbolic ca în figura 1.11.

1.6 ERORI DE MĂSURARE

Abaterea rezultatului unei măsurări față de adevărata valoare măsurată se numește *eroare de măsurare*. După caracterul lor, se disting trei categorii de erori de măsurare: a) *erorile sistematice*, care includ erori controlabile ale aparatului și metodei de măsurare, ca și cele determinate de influența mediului ambiant; b) *erori întîmplătoare* (aleatoare) care variază imprevizibil, într-un șir de valori măsurate în aceleași condiții; c) *greșeli* (erori sistematice), care provin dintr-o manipulare greșită a aparatului, alegerea greșită a metodei de măsurare etc.

Scanned with OKEN Scanner

2

PERFORMANȚELE GENERALE ALE INSTALAȚIILOR DE MĂSURARE

Introducere. Performanțele aparatelor și instalațiilor de măsurare, pe baza cărora se pot evalua posibilitățile de a satisface exigențele unor măsurări specifice, se separă în general în două categorii: statice și dinamice.

Performanțele statice sînt stabilite în condițiile în care aparatul atinge întotdeauna în timpul măsurării echilibrul static, și corespund cazurilor de variație suficient de lentă a mărimii măsurate, în raport cu viteza de răspuns a aparatului. *Performanțele dinamice* sînt definite în general ca performanțe suplimentare specifice cazurilor cînd mărimea măsurată înregistrează variații rapide. Cu toate că procesele pe care le reflectă performanțele statice ale aparatului influențează comportarea în condiții dinamice, ele se neglijează la studiul performanțelor dinamice, din motive de simplitate, luîndu-se în considerare numai efectul a doi factori: inerția (mecanică, termică, electrică) și disiparea energiei. Performanțele dinamice definite în aceste condiții, pot să descrie satisfăcător comportarea aparatului în condiții dinamice dacă se asociază performanțelor statice.

2.1. PERFORMANȚELE STATICE

Determinarea performanțelor statice. Etalonarea statică. În general, performanțele statice ale aparatelor de măsurare se determină în cadrul operației de etalonare, care comportă stabilirea relației de legătură dintre o mărime de intrare și mărimea de ieșire. Mărimea de intrare trece succesiv printr-o serie de valori care acoperă domeniul de măsurare, determinîndu-se în condiții statice, valorile corespunzătoare ale mărimii de ieșire. Toate celelalte mărimi de intrare posibile, dorite, interferente sau modificatoare, sînt menținute constante. Prin repetarea acestei operații cu celelalte mărimi de intrare, se poate stabili comportarea statică generală a aparatului.

Se observă că condiția impusă, de variație a unei singure mărimi de intrare în cursul etalonării, implică identificarea tuturor mărimilor de intrare posibile (mărimi interferente și modificatoare) și controlul lor, prin măsurarea lor independentă. Prezența unor mărimi interferente sau modificatoare care scapă controlului și ca atare nu pot fi menținute constante, reprezintă o sursă importantă de imperfecțiune a măsurării.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru efectuarea măsurărilor pe care le pretinde operaţia de etalonare, există mai multe metode. Aparatele de măsurare de înaltă precizie se etalonează prin măsurări cu ajutorul etaloanelor secundare, sau făcînd apel la o lege fizică. Spre exemplu, un dinamometru pentru forţe se etalonează cu ajutorul unor mase etalon, dacă acceleraţia gravitaţională locală se cunoaşte suficient de precis. Aparatele de măsurare mai puţin precise se pot etalona prin comparaţie cu un aparat de precizie mai înaltă, care se foloseşte ca un etalon. În anumite cazuri, cum sînt anumite traductoare care se fabrică în serii mari sau în masă, etalonarea se aplică statistic, numai unor probe prelevate dintr-un lot.

Domeniul de măsurare. Aparatele de măsurare sînt concepute să funcţioneze într-un domeniu limitat de variaţie a mărimii fizice dorite de intrare, în care operaţia de măsurare se poate efectua în condiţii normale. Limita inferioară a domeniului de măsurare poate fi zero, sau diferită de zero, de acelaşi semn sau de semn invers faţă de limita superioară; în ultimul caz, valoarea zero a mărimii fizice măsurate se află în interiorul domeniului de măsurare.

Depăşirea domeniului de măsurare antrenează în general scăderea preciziei, iar după o anumită limită, aparatul se distruge. De aceea domeniul de măsurare trebuie să fie prima caracteristică luată în considerare la stabilirea aparaturii necesare unor măsurări, ceea ce pretinde, desigur, cunoaşterea cu aproximaţie a limitelor de variaţie ale mărimii măsurate; în cazul contrar, se impune utilizarea în primă instanţă a unor aparate cu un domeniu de măsurare acoperitor.

Sensibilitatea. Variaţia unei mărimi măsurate este tradusă de diferitele aparate de măsurare prin alte deplasări ale sistemului indicator. Această proprietate, numită *sensibilitate*, se poate evalua prin derivata răspunsului, exprimat prin deplasarea sistemului indicator, în funcţie de mărimea fizică măsurată. Spre exemplu, la un termometru de sticlă cu mercur, sensibilitatea poate fi de 10 mm/°C. Dacă caracteristica de răspuns este liniară, sensibilitatea se defineşte pe un interval (fig. 2.1, *a*); la o caracteristică de formă oarecare, sensibilitatea se defineşte însă în fiecare punct al domeniului de măsurare (fig. 2.1, *b*).

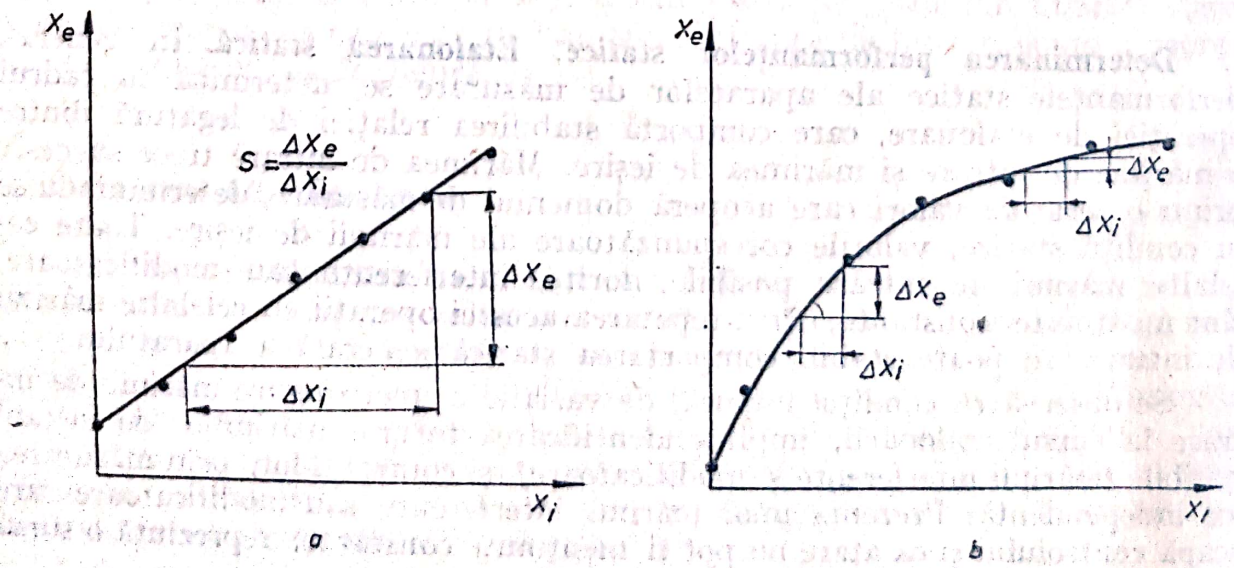


Fig. 2.1

Scanned with OKEN Scanner

Creşterea sensibilităţii reprezintă o tendinţă generală în evoluţia aparatelor de măsurare, care a stat la baza unor importante progrese ştiinţifice. Cu toate că este considerată în general favorabilă, sporirea sensibilităţii faţă de semnalul de intrare util antrenează şi dezavantaje, fiind asociată în general cu creşterea preţului de cost şi a sensibilităţii faţă de mărimile de intrare perturbatoare şi modificatoare. De aceea este recomandabil ca sensibilitatea aparaturii să se aleagă judicios, în raport cu condiţiile generale de lucru şi cerinţele impuse măsurărilor.

Liniaritatea. În construcţia aparatelor şi instalaţiilor de măsurare se manifestă tendinţa generală de a realiza o caracteristică liniară a mărimii de ieşire în funcţie de mărimea de intrare măsurată. Prin aceasta se simplifică conversiunea deplasării sistemului indicator al aparatului în unităţi ale mărimii fizice măsurate; în cazul cel mai favorabil, cînd curba de etalonare trece prin origină, conversiunea se face prin simpla înmulţire cu o constantă. Citirea între diviziunile scării aparatului este cu mult mai uşoară dacă se poate aplica o interpolare liniară. De asemenea, dificultatea analizei răspunsului unui sistem de aparate se reduce mult dacă aparatele componente au caracteristici liniare.

La aparatele cu caracteristică nominală liniară, se specifică abaterile caracteristicii reale faţă de linia dreaptă de referinţă. Există două modalităţi de definire a abaterii de la liniaritate: a) se determină raportul între abaterea maximă şi domeniul de măsurare, considerate după direcţia aceleiaşi axe de coordonate (fig. 2.2, *a*); b) se determină valoarea maximă a raportului între abatere şi valoarea corespunzătoare a mărimii măsurate (fig. 2.2, *b*). După prima definiţie, abaterea absolută este constantă, pe întregul domeniu de măsurare, astfel că la valori mici ale mărimii măsurate abaterea relativă poate deveni foarte importantă. De exemplu, dacă mărimea măsurată este 10% din domeniul de măsurare, o abatere de la liniaritate de 1% din domeniu reprezintă în realitate 10% din valoarea măsurată. A doua definiţie semnifică o precizare mai severă a abaterii de la liniaritate; dacă se specifică de exemplu o abatere de 2%, aceasta nu este depăşită în nici un punct al domeniului de măsurare.

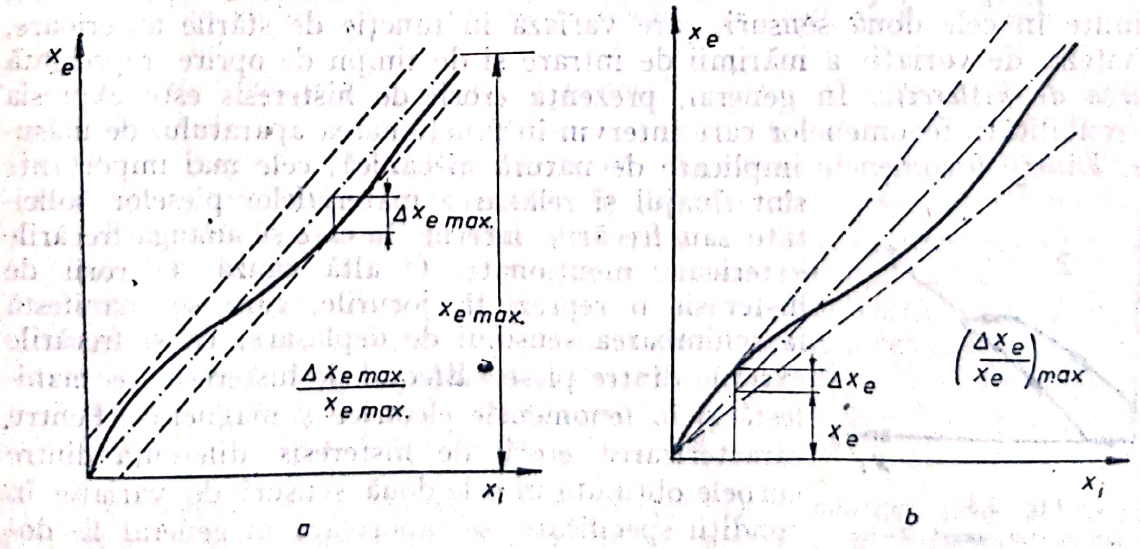


Fig. 2.2

Rezoluția și pragul de mobilitate. Eroarea de histeresis. Dacă mărimea utilă de intrare înregistrează o variație foarte lentă, se constată că numai după depășirea unei anumite limite se obține o indicație sesizabilă a aparatului de măsurare. Această limită, de care depinde precizia aparatului, se evaluează prin rezoluție și pragul de mobilitate.

Rezoluția se definește drept variația minimă a mărimii utile de intrare, la care se poate detecta o variație a indicației aparatului.

Pragul de mobilitate se consideră valoarea minimă a mărimii de intrare care poate fi măsurată.

Cele două performanțe exprimă prin urmare posibilitățile de măsurare ale unui aparat în vecinătatea unor valori diferite ale mărimii măsurate: pragul de mobilitate se definește față de limita inferioară a domeniului de măsurare, iar rezoluția față de o valoare arbitrară din interiorul domeniului. Ambele performanțe se determină în general prin raportarea la domeniul de măsurare.

Limitele reale ale rezoluției și pragului de mobilitate sînt determinate de discontinuitățile de funcționare ale unui aparat, datorită frecărilor, jocurilor etc. Frecarea uscată reprezintă cauza cea mai frecventă a defectului de mobilitate. Este cunoscut că frecarea uscată dintre elementele unui aparat este mai mare în starea de repaos decît în timpul mișcării, astfel că după oprire, forțele care pun în mișcare sistemul trebuie să fie mai mari decît la oprire. Poziția în care se oprește un sistem în mișcare depinde pe de altă parte de momentul în care forțele de frecare depășesc celelalte forțe aplicate sistemului. Celelalte forme de frecare au în general același efect, întrucît pelicula de lubrifiant se întrerupe în general în timpul opririi. O altă cauză evidentă a defectului de mobilitate reprezintă jocurile din articulații. În afara cauzelor de ordin mecanic, există și alte cauze, de ordin funcțional. Spre exemplu, într-un aparat care cuprinde un potențiometru, variația rezistenței electrice active la deplasarea cursorului se face în trepte, la trecerea de pe o spiră pe alta.

Dacă mărimea de intrare variază pe întregul domeniu de măsurare, mai întîi, în sens crescător și apoi descrescător, se constată că curbele de răspuns nu se suprapun (fig. 2.3). Diferențele dintre caracteristicile ieșire-intrare, obținute în cele două sensuri, care variază în funcție de stările anterioare, de viteza de variație a mărimii de intrare și de timpii de oprire, reprezintă *eroarea de histerezis*. În general, prezența erorii de histeresis este expresia ireversibilității fenomenelor care intervin în funcționarea aparatului de măsurare. Dintre fenomenele implicate de natură mecanică, cele mai importante sînt fluajul și relaxarea materialelor pieselor solicitate sau frecările interne, la care se adaugă frecările exterioare menționate. O altă cauză a erorii de histeresis o reprezintă jocurile, care se manifestă la schimbarea sensului de deplasare, ca și frecările externe dintre piese. Efectul de histeresis se manifestă și în fenomenele electrice și magnetice. Pentru caracterizarea erorii de histeresis, diferența dintre curbele obținute în cele două sensuri de variație în condiții specificate, se raportează în general la domeniul de măsurare.

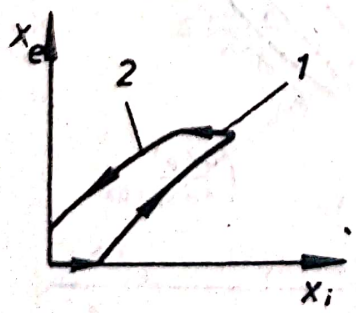


Fig. 2.3
1—frecări externe, jocuri; *2*—frecări interne, amortizări interne, histerezis magnetic.

Scanned with OKEN Scanner

Precizia. Operația de măsurare permite în general să se obțină o valoare care reprezintă o aproximată a adevăratei valori a mărimii fizice măsurate, care rămîne în cele din urmă necunoscută. Cu cît se aproximează mai bine valoarea adevărată a mărimii fizice, operația de măsurare este mai precisă. În mod corespunzător, un aparat este cu atît mai precis, cu cît rezultatele individuale ale unei măsurări, executate în condiții conforme pe cît posibil metodicii de măsurare recomandate, sînt mai apropiate de valoarea adevărată a mărimii măsurate.

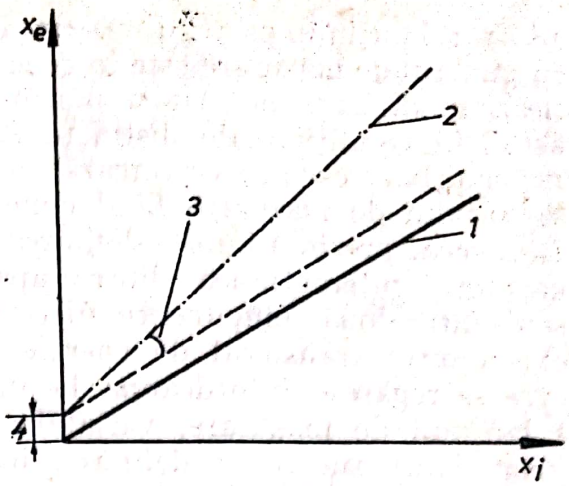


Fig. 2.4

1 — caracteristica nominală; *2* — caracteristica efectivă; *3* — modificarea sensibilității; *4* — eroarea de zero

Precizia este o performanță principală a unui aparat de măsurare, care sintetizează alte caracteristici: fidelitatea (repetabilitatea), justețea, rezoluția și pragul de mobilitate, eroarea de histeresis, ușurința lecturii indicațiilor.

Fidelitatea se evidențiază prin determinarea valorii unei mărimi fizice prin măsurări repetate, la intervale de timp mai mici sau mai mari, menținîndu-se neschimbate condițiile de măsurare. Cu cît dispersia rezultatelor este mai mică, aparatul are o fidelitate mai înaltă. La baza erorilor de fidelitate se pot afla erori de mobilitate și histeresis, sau variația necontrolată a unor condiții externe, care intervin ca factori perturbatori sau modificatori, antrenînd de exemplu eroarea de zero și modificarea sensibilității (fig. 2.4). Eroarea de lectură a indicațiilor aparatului de măsurare influențează de asemenea fidelitatea, după cum poate să influențeze și direct precizia de măsurare. Citirea incorectă a rezultatului măsurării poate fi determinată de cauze multiple: puterea limitată de separare a ochilor, în cazul a două poziții foarte apropiate ale sistemului indicator; eroarea de paralaxă, la modificarea poziției ochilor față de reper; eroarea la interpolarea unei valori între două diviziuni ale scării; vibrațiile sistemului indicator (sau zgomotul de fond), care introduce o imprecizie suplimentară etc.

Justețea măsurării reflectă în general apropierea unui grup de măsurări repetate față de adevărata mărime a valorii măsurate. Eroarea de justețe, evaluată în general prin diferența dintre valoarea adevărată și media aritmetică a grupului de valori, se datorește în general unei erori de etalonare.

Rezultatul global al tuturor erorilor enumerate este *eroarea de măsurare* $\pm e$. Pentru clasificarea aparatelor din punctul de vedere al preciziei, se definește în general *clasa de precizie* (indicele de clasă), care reprezintă eroarea absolută maximă în domeniul de măsurare, rezultată în condițiile recomandate de lucru, raportată la domeniul de măsurare. De exemplu cu un ampermetru cu domeniul de măsurare de 10 A, clasa 1%, orice măsurare se face cu o eroare maximă de $0{,}01 \cdot 10\ \text{A} = 0{,}1\ \text{A}$.

Impedanța generalizată. Transmiterea unui semnal prin aparatul sau sistemul de măsurare, de la punctul de prelevare a informației pînă la bornele de ieșire sau indicatorul măsurii, implică un consum de energie, fur-

Scanned with OKEN Scanner

nizat, cel puțin în parte, de sistemul cercetat (v. §1.1, 1.4). Extragerea energiei în punctul de măsurare este în general defavorabilă, fiind un factor care antrenează modificarea nedorită a mărimii măsurate. Operația de măsurare decurge astfel în condiții reale distincte față de condițiile originale, ale sistemului neperturbat care se cercetează, această influență de natură energetică a aparatului de măsurare fiind cunoscută sub denumirea de *efect de sarcină*. De aceea, prezintă interes definirea unor indici care să caracterizeze sub aspect energetic interacțiunea dintre aparatul de măsurare și sistemul cercetat, sau dintre două componente succesive din lanțul de măsurare. Legătura care există între transferul de energie (sau putere) și cele două mărimi fizice, care se regăsesc întotdeauna la intrarea sau ieșirea din orice componentă a lanțului de măsurare, variabila măsurată (primară) și variabila asociată (secundară), sugerează definirea indicilor propuși ca o relație între aceste două mărimi.

În cazul general, cînd mărimea fizică măsurată x se exprimă ca funcție de două variabile independente, dintre care una este mărimea asociată y, (de exemplu la intrare $x_i = f(x_e, y_i)$, indicii se definesc ca derivate parțiale de forma $\partial x/\partial y$, cu mărimile x și y măsurate în același punct. După modul de precizare a mărimii asociate, în funcție de fluxul de putere sau de energie în sistem, se obțin două categorii distincte de indici; fiecare categorie se diferențiază în continuare după natura intensivă sau extensivă a mărimii măsurate, rezultînd următoarele definiții:

— cazul $[x][y] = [\text{putere}]$

$$\frac{\partial x}{\partial y} = Z_g = \textit{impedanță generalizată}\ (x\text{-mărime de tip intensiv}) \qquad (2.1)$$

$$\frac{\partial x}{\partial y} = Y_g = \textit{admitanță generalizată}\ (x\text{-mărime de tip extensiv}) \qquad (2.2)$$

— cazul $[x][\bar{y}] = [\text{energie}]$

$$\frac{\partial x}{\partial \bar{y}} = S_g = \textit{rigiditate generalizată}\ (x\text{-mărime de tip intensiv}) \qquad (2.3)$$

$$\frac{\partial x}{\partial \bar{y}} = C_g = \textit{complianță (receptanță) generalizată}\ (x\text{-mărime de tip extensiv}) \qquad (2.4)$$

Toate aceste derivate parțiale sînt calculate la regimul de funcționare caracterizat de cealaltă variabilă independentă, menținută constantă. Pentru sistemele liniare, aceste derivate parțiale se reduc la simple rapoarte între mărimea măsurată și mărimea asociată.

Noțiunile de impedanță generalizată sau admitanță generalizată au rezultat prin extindere din electrotehnică. Se consideră cazul simplu cînd se măsoară cu un voltmetru de rezistență interioară (impedanța de intrare a aparatului) R_i, tensiunea E la bornele unui circuit cu rezistența internă echivalentă (impedanța de ieșire a circuitului) R_e. Curentul I care se stabilește în circuit (fig. 2.5) reprezintă, față de tensiunea care se măsoară, mărimea asociată y, produsul x. y (tensiune x curent) avînd dimensiunea unei puteri. Relația dintre mărimea măsurată x și mărimea asociată y este în acest caz liniară,

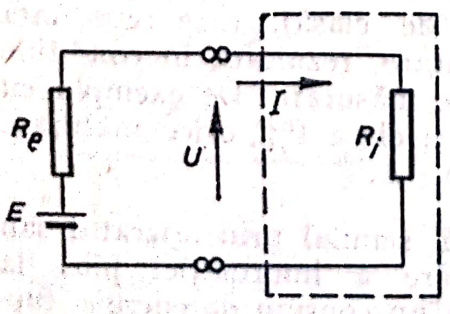


Fig. 2.5

Scanned with OKEN Scanner

independentă de regimul de funcționare. Se mai observă că mărimea măsurată (principală) este de tip intensiv, iar mărimea asociată de tip extensiv, prin urmare raportul tensiune/intensitate = rezistență corespunde întru totul definiției date impedanței generalizate Z_g.

În acest exemplu, mărimea măsurată efectiv

$$U = \frac{R_i}{R_i + R_e} E = \frac{1}{1+\alpha} E, \tag{2.5}$$

unde $\alpha = R_e/R_i$, este diferită de mărimea căutată E, datorită prezenței voltmetrului. Eroarea de măsurare

$$e = E - U = \frac{\alpha}{1+\alpha} E, \tag{2.6}$$

este cu atît mai mică cu cît este mai redus raportul α; aceasta pretinde ca impedanța de intrare a aparatului R_i să fie cît mai mare în raport cu impedanța de ieșire a sistemului R_e. Puterea consumată este exprimată de relația

$$P = UI = \frac{E}{1+\alpha} \cdot \frac{E}{R_e + R_i} = \frac{1}{(1+\alpha)^2} \cdot \frac{E^2}{R_i}, \tag{2.7}$$

care arată că puterea consumată de aparatul de măsurare se anulează dacă impedanța sa de intrare R_i tinde la infinit.

Dacă se introduc în continuare notațiile generale x_i mărimea măsurată de intrare, pentru tensiune, y_i pentru curent, Z_{gi} pentru R_i și Z_{ge} pentru R_e, relațiile (2.5) ... (2.7) capătă forma generală

$$x_i' = \frac{Z_{gi}}{Z_{gi} + Z_{ge}} x_i = \frac{1}{1+\alpha} x_i, \tag{2.8}$$

$$e = x_i - x_i' = \frac{\alpha}{1+\alpha} x_i, \tag{2.9}$$

$$P = x_i' y_i = \frac{1}{(1+\alpha)^2} \cdot \frac{x_i^2}{Z_{gi}}. \tag{2.10}$$

În concluzie, în cazul măsurării unei mărimi de tip intensiv, impedanța de intrare a aparatului (sau a unei componente a sistemului de măsurare) trebuie să fie mare, comparativ cu impedanța de ieșire a sistemului la care se conectează, pentru reducerea la minimum a puterii absorbite și a erorii de măsurare (reducerea „efectului de sarcină").

În cazul cînd se măsoară o mărime de tip extensiv, puterea absorbită trebuie să fie însă maximă. Spre exemplu, dacă se măsoară curentul în circuitul din figura 2.6, cu un ampermetru cu rezistența internă R_i, se obține

$$I' = \frac{E}{R_e + R_i} = \frac{1}{1+\alpha'} \cdot \frac{E}{R_e} = \frac{1}{1+\alpha'} I, \tag{2.11}$$

unde I este curentul adevărat, în absența instrumentului de măsură, iar α' este raportul dintre rezistența de intrare a aparatului și rezistența de ieșire a circuitului, $\alpha' = R_i/R_e$.

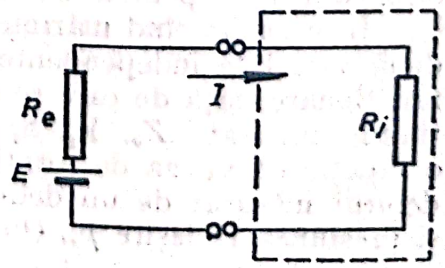


Fig. 2.6

Scanned with OKEN Scanner

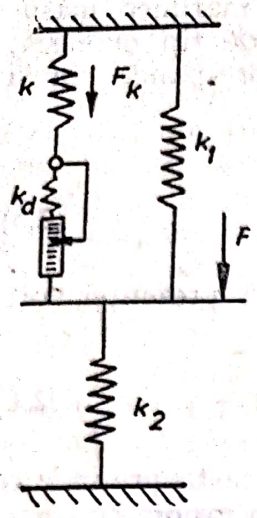


Fig. 2.7

Eroarea de măsurare se micşorează prin reducerea lui α'. Întrucît mărimea măsurată este în acest caz de tip extensiv şi prezintă, de asemenea, o dependenţă liniară şi constantă faţă de mărimea asociată (tensiunea), produsul dintre mărimea măsurată şi cea asociată avînd dimensiunea unei puteri, se defineşte admitanţa $Y = x/y = I/E = 1/R$. Prin urmare, admitanţa de intrare a aparatului de măsurare trebuie să fie, pentru categoria mărimilor extensive măsurate, cît mai ridicată.

Cele două exemple ilustrează cerinţa fundamentală pentru orice măsurare, de a pune în acord caracteristicile energetice ale sistemului şi ale aparatului de măsurare. Concepţiile de impedanţă generalizată şi admitanţă generalizată se dovedesc utile pentru evaluarea în acest sens a posibilităţilor de utilizare a unui aparat, cu erori minime de măsurare.

Pentru măsurările în regim static în care puterea absorbită de aparatul de măsurare este nulă, este util să se considere mărimea asociată $\bar{y}$, al cărei produs cu mărimea măsurată x are dimensiunea energiei. Se ajunge astfel la noţiunile de rigiditate generalizată şi complianţă generalizată. Exemple sugestive în acest sens se obţin în domeniul sistemelor mecanice, de unde provin dealtfel şi termenii de rigiditate statică (mecanică) şi complianţă statică. La sistemul elastic din figura 2.7, se măsoară forţa aplicată F_k în arcul cu constanta elastică k cu ajutorul dinamometrului, avînd constanta elastică k_d, montat în serie cu arcul k. Prin includerea în sistem a dinamometrului se modifică însă elasticitatea sistemului, ceea ce influenţează rezultatul măsurării. Dacă se încearcă aplicarea noţiunii de impedanţă pentru analiza erorii (forţa, mărimea de măsurat, este de natură intensivă), se constată că nu este posibil: mărimea asociată y ar trebui să fie viteza, pentru ca produsul să aibă dimensiunea de putere, ceea ce în condiţiile statice considerate este lipsit de sens. Pentru această problemă este convenabil să se opereze cu deplasarea (deformaţia statică), ca mărime asociată din categoria $\bar{y}$, şi corespunzător cu noţiunea de rigiditate statică. Se dovedeşte că relaţiile (2.4) şi (2.5) rămîn valabile, cu condiţia ca în definiţia lui α să se înlocuiască impedanţa generalizată prin rigiditatea generalizată. În cazul considerat, se obţine condiţia ca rigiditatea dinamometrului să fie cît mai mare faţă de rigiditatea sistemului în punctul în care se introduce dinamometrul*. Dacă mărimea care se măsoară este deplasarea (mărime de tip extensiv), folosindu-se un comparator cu arc interior pentru menţinerea contactului dintre palpator şi sistemul mecanic, trebuie introdusă noţiunea de complianţă statică şi rezultă concluzii analoge celor obţinute pentru admitanţă, la măsurarea intensităţii curentului.

În cazurile cînd mărimea măsurată reprezintă o funcţie oarecare de cele două variabile independente, analiza se efectuează în raport cu punctul de funcţionare, faţă de care se calculează şi derivatele parţiale care definesc noţiunile discutate, Z_g, Y_g, S_g şi C_g. Debitul unei pompe Q spre exemplu, este o funcţie de viteza de rotaţie ω şi presiunea de refulare p_p, $Q = f(\omega, p_p)$, iar debitul măsurat de un debitmetru este o funcţie de presiunea la intrare p_i şi presiunea la ieşire p_e, $Q = f(p_i, p_e)$. Influenţa sarcinii introduse de debit-

* Raportul dintre forţă şi deformaţie la extremităţile unde se montează dinamometrul.

Scanned with OKEN Scanner

metrul montat în avalul pompei ($p_p = p_t$) asupra rezultatului măsurării debitului, se poate evalua [5] considerînd o variaţie elementară a regimului de funcţionare a pompei

$$dQ = \left.\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right|_{p_{p0}} d\omega + \left.\frac{\partial Q}{\partial p_p}\right|_{\omega_0} dp_p, \tag{2.12}$$

la care se modifică şi regimul de funcţionare a debitmetrului (p_e invariabil),*

$$-dQ = \left.\frac{\partial Q}{\partial p_p}\right|_{p_{e0}} dp_p. \tag{2.12'}$$

Se constată că mărimea măsurată, debitul, este de tip extensiv, iar produsul (debit × presiune) are dimensiunea puterii. Prin urmare $\partial Q/\partial p$ corespunde admitanţei generalizate:

$$\left.\frac{\partial Q}{\partial p_p}\right|_{\omega_0} = Y_{gpe} = \text{admitanţa pompei la ieşire}, \tag{2.13}$$

$$\left.\frac{\partial Q}{\partial p_p}\right|_{p_{e0}} = Y_{gdi} = \text{admitanţa debitmetrului la intrare}, \tag{2.14}$$

ambele mărimi fiind determinate la un anumit regim de funcţionare (fig. 2.8).

Din egalităţile relaţiilor (2.12) şi (2.12'), cu notaţiile (2.13) şi (2.14), rezultă

$$dQ = \left.\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right|_{p_{p0}} d\omega + Y_{gpe}\, dp_p = \left.\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right|_{p_{p0}} d\omega - \frac{Y_{gpe}}{Y_{gdi}} dQ, \tag{2.15}$$

sau

$$dQ = \frac{1}{1 + Y_{gpe}/Y_{gdi}} \cdot \left.\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right|_{p_{p0}} d\omega. \tag{2.16}$$

În absenţa debitmetrului, variaţia presiunii de refulare a pompei ar fi fost nulă, căci p_{p0} ar fi fost egală cu $p_{e0} = \text{const}$, rezultînd

$$dQ = \left.\frac{\partial Q}{\partial \omega}\right|_{p_{p0}} d\omega. \tag{2.16'}$$

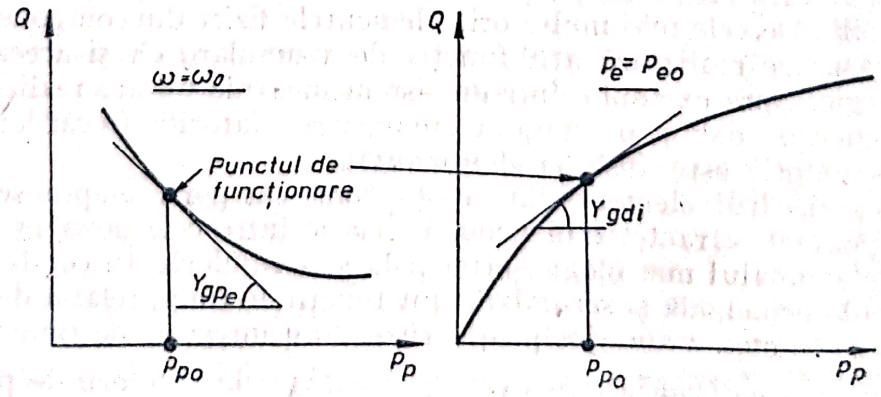


Fig. 2.8

* Debitele Q pentru pompă şi debitmetru sînt egale şi de sens contrar.

Scanned with OKEN Scanner

Debitmetrul introduce astfel un efect de sarcină care modifică mărimea măsurată, debitul.

Relația (2.16) precizează cu cît diferă variația măsurată a debitului dQ, la variația $d\omega$ a vitezei de antrenare a pompei, care refulează la presiune constantă, față de modificarea reală în absența debitmetrului (relația 2.16'). Micșorarea erorii de măsurare pretinde ca admitanța de intrare a debitmetrului să fie cît mai mare în raport cu admitanța de ieșire a pompei, condiție care poate fi satisfăcută numai prin acordarea caracteristicilor de debit ale pompei și debitmetrului.

2.2. PERFORMANȚELE DINAMICE

2.2.1. Modelul matematic general al aparatelor de măsurare

Performanțele dinamice ale unui aparat sau sistem de măsurare pot fi definite teoretic pe baza modelării matematice a relației dintre semnalul de ieșire (indicația aparatului) și semnalul variabil de intrare (mărimea măsurată). Modelul matematic, care trebuie să exprime cele mai importante efecte fizice este desigur diferit, în funcție de caracteristicile aparatului și ale semnalului măsurat.

În forma sa generală, modelul se bazează pe constatarea că în cele mai variate componente ale aparatelor sau sistemelor de măsurare coexistă două categorii de elemente; *acumulatoare* și *disipatoare* de energie. În prima categorie se înscriu elementele elastice din sistemele mecanice, care sînt acumulatoare de energie potențială, și elementele inerțiale, acumulatoare de energie cinetică; prin analogie, la sistemele electrice se regăsesc condensatoarele, acumulatoare ale energiei cîmpului electric, și inductanțele, acumulatoare ale energiei cîmpului magnetic. Din ultima categorie fac parte elementele cu frecare mecanică, rezistențele hidraulice sau pneumatice, elementele răcitoare sau rezistențele electrice. Prezența acestor elemente derivă din însăși natura energetică a semnalului metrologic care este prelucrat și transmis într-un sistem de măsurare. Elementul acumulator de energie este principial indispensabil, din cauza vitezelor finite cu care se efectuează transferul unui semnal metrologic variabil în timp; prezența elementelor disipatoare de energie este inevitabilă. De cele mai multe ori, elementele fizice din componența sistemelor de măsurare realizează atît funcția de acumulare cît și aceea de disipare de energie. Spre exemplu, într-un sistem mecanic un arc realizează acumulare de energie, dar și o anumită amortizare, datorită frecărilor interne. Una dintre funcții este însă predominantă.

Acțiunea fiecărui element din aceste două categorii asupra semnalului metrologic poate fi caracterizată printr-o relație între cele două mărimi asociate fizic în semnalul metrologic, principală și secundară. În condițiile dinamice, mărimile principală și secundară sînt funcții de timp, relația de legătură exprimîndu-se în mod avantajos prin derivate sau integrale de timp: $x = ay$, $x = b\,dy/dt$, $x = c\,d^2y/dt^2$, $x = e\int y\,dt$, $x = f\iint y\,dt^2$, factorii de proporționalitate fiind constanți. Dacă mărimea principală este de exemplu tensiunea $x = u$, iar mărimea secundară curentul electric, $y = i$, acțiunea unei bobine este caracterizată energetic prin relația $u = L\,di/dt$, a unui rezistor prin re-

Scanned with OKEN Scanner

lația $u = Ri$, iar a unui condensator prin relația $u = \frac{1}{C}\int i\,dt$. În tabelul 2.1 sînt cuprinse relațiile uzuale pentru elementele mecanice și electrice tipice de acumulare și disipare de energie.

Tabelul 2.1

Elemente mecanice și electrice de acumulare și de disipare a energiei

Mărimea fizică			Relația caracteristică		
primară x	secundară y	dimensiunea produsului $[x]\,[y]$	element acumulator de energie cinetică (energia cîmpului magnetic)	element acumulator de energie potențială (energia cîmpului electric)	element disipator de energie
1) Sistem mecanic			masă, m	element elastic, k,	element de amortizare vîscoasă, a
forța F	viteza w	putere	$F = m\frac{dw}{dt}$	$F = k\int w\,dt$	$F = aw$
forța F	deplasarea x	energie	$F = m\frac{d^2x}{dt^2}$	$F = kx$,	$F = a\frac{dx}{dt}$
deplasarea x	forța F	energie	$x = \frac{1}{m}\iint F\,(dt)^2$	$x = \frac{1}{k}F$	$x = \frac{1}{a}\int F\,dt$
2) Sistem electric			bobină, L	condensator, C	rezistor R
tensiunea u	curentul i	putere	$u = L\frac{di}{dt}$	$u = \frac{1}{C}\int i\,dt$	$u = Ri$
curentul i	tensiunea u	putere	$i = \frac{1}{L}\int u\,dt$	$i = C\frac{du}{dt}$	$i = \frac{1}{R}u$
tensiunea u	sarcina q	energie	$u = L\frac{d^2q}{dt^2}$	$u = \frac{1}{C}q$	$u = R\frac{dq}{dt}$

Fiecare componentă a lanțului de măsurare poate cuprinde mai multe elemente de acumulare a energiei, potențială sau cinetică, și/sau mai multe elemente de disipare. Toate aceste elemente pot fi reduse însă la cîte un element echivalent pentru fiecare din cele trei categorii. În consecință, comportarea dinamică a unei componente a lanțului de măsurare poate fi definită de o singură ecuație de legătură între semnalul de intrare, exprimat prin mărimea principală și semnalul de ieșire, exprimat prin mărimea secundară. Legătura dintre mărimile de intrare și ieșire se stabilește făcînd apel la o lege fizică generală. Pentru sistemele mecanice se definește de obicei ecuația echilibrului dinamic, pentru sistemele electrice legile lui Kirchhoff.

Scanned with OKEN Scanner

Prin natura relațiilor posibile de legătură dintre mărimile principale și secundare, ecuația poate fi de tip diferențial, integro-diferențial sau integral. Forma obișnuită a acestor ecuații este cea diferențială. Din examinarea tabelului 2.1 rezultă că în prezența elementelor simple acumulatoare de energie cinetică și potențială, și a elementelor disipatoare de energie, se obține o ecuație diferențială liniară de ordinul al doilea, cu coeficienți constanți și avînd dimensiunile mărimii fizice primare,

$$\underbrace{\alpha \frac{d^2 y_e}{dt^2}}_{\text{exprimă capacitatea de acumulare a energiei cinetice}} + \underbrace{\beta \frac{dy_e}{dt}}_{\text{exprimă capacitatea de disipare a energiei}} + \underbrace{\gamma y_e}_{\text{exprimă capacitatea de acumulare a energiei potențiale}} = x_i(t). \qquad (2.17)$$

Coeficienții α, β, γ sînt parametri echivalenți caracteristici ai componentei sistemului de măsurare; indicii e și i se referă la ieșire și respectiv intrare. Ecuația se particularizează, în funcție de particularitățile aparatului sau componentei sistemului, care definesc ordinul ecuației, și de legea de variație a mărimii de intrare, exprimată de membrul drept. Aparatele de măsurare sau părțile componente ale aparatelor și sistemelor de măsurare al căror comportament dinamic este descris de ecuații diferențiale de ordinul al doilea sînt denumite generic *sisteme de ordinul al doilea*. În absența elementelor acumulatoare de energie cinetică, ecuația diferențială devine de ordinul întîi și în mod corespunzător, *sistemul* este *de ordinul întîi*. În fine, dacă lipsesc și elementele de disipare, ecuația (2.17) degenerează într-o simplă ecuație algebrică, de forma

$$y_e = K x_i. \qquad (2.17')$$

Sistemul de ordinul zero definit de ecuația (2.17') prezintă comportarea dinamică ideală, întrucît semnalul de ieșire y_e reproduce perfect, la scara K, semnalul de intrare x_i, fără întîrziere sau distorsiune.

Pe de altă parte, comportarea aparatelor sau sistemelor de măsurare complexe se studiază în general prin combinarea unor sisteme de ordinul întîi și al doilea.

Mărimea de ieșire înregistrează în general variații complicate, adesea de natură aleatoare. Analiza comportării dinamice se efectuează însă pentru cîteva legi simple, standard, de variație a mărimii de intrare, care ilustrează cele două forme fundamentale de variație, neperiodică și periodică.

În prima categorie se consideră în general funcția *treaptă*, care implică o variație instantanee a mărimii măsurate la o valoare constantă (fig. 2.9, *a*) și *rampă*, care implică o variație liniară (fig. 2.9, *b*). Prin însumarea unor funcții de tip treaptă și rampă, în sensul crescător sau descrescător, se pot schematiza variațiile reale neperiodice ale mărimii măsurate. Întrucît ecuația (2.17) este liniară, însăși soluția generală va rezulta în acest caz prin însumarea soluțiilor corespunzătoare elementelor considerate.

Studiul comportării la variația periodică a mărimii de intrare se abordează în general pentru o variație de tip sinusoidal, $x_i = A_i \sin \omega t$. Este cunoscut că funcțiile periodice care îndeplinesc condițiile lui Dirichelet pot fi descompuse într-o serie Fourier formată dintr-o serie de termeni (armonice) în sinus și cosinus, de diferite frecvențe. O pereche de termeni de aceeași

Scanned with OKEN Scanner

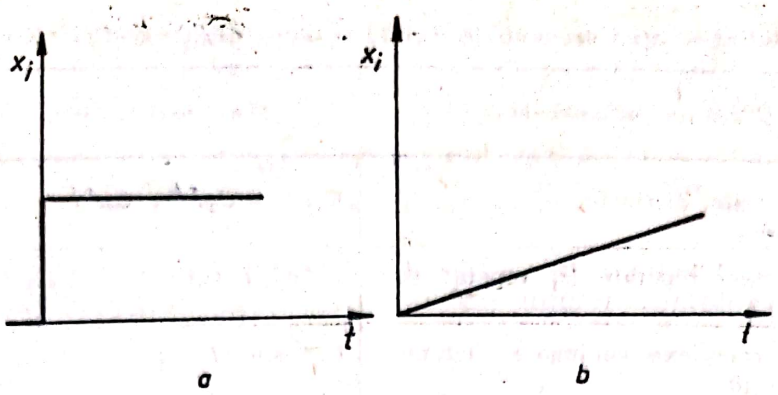


Fig. 2.9

frecvență, se poate exprima printr-o singură armonică, de aceeași frecvență în sinus: $A_n \sin n\omega t + B_n \cos n\omega t = C_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$, unde $C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}$ și $\varphi_n = \text{arctg}(B_n/A_n)$. Prin urmare, studiul mărimii de intrare de tip sinusoidal permite caracterizarea răspunsului aparatului la o variație generală de tip periodic a mărimii de intrare. În baza celor arătate, răspunsul aparatului va rezulta în acest caz prin însumarea răspunsurilor parțiale, corespunzătoare fiecărei armonici din dezvoltarea în serie a mărimii măsurate.

Dealtfel, însăși funcția treaptă, care este pur tranzitorie, poate fi reprezentată prin componente sinusoidale la frecvențe distribuite continuu în spectrul de frecvențe (suma unui număr infinit de termeni în sinus). De aceea, la sistemele liniare, la care se aplică principiul suprapunerii efectelor, se poate considera în general că prin cunoașterea reacțiunii sistemului la o excitație sinusoidală se poate prezice răspunsul sistemului în orice condiții, staționare sau tranzitorii.

Soluția generală a ecuației diferențiale (2.17) se prezintă sub forma unei sume algebrice de doi termeni,

$$y_e = y_{et} + y_{es},$$

în care y_{et} este integrala generală a ecuației omogene, definind răspunsul tranzitoriu al sistemului de măsurare, iar y_{es} —integrala (soluția) particulară a ecuației neomogene, caracterizînd răspunsul staționar al sistemului, suprapus primului.

Soluția y_{et} se obține prin rezolvarea ecuației caracteristice algebrice corespunzătoare ecuației (2.17) omogenizate,

$$\alpha D^2 + \beta D + \gamma = 0, \tag{2.18}$$

unde D^i exprimă operatorul diferențial d^i/dt^i. Ecuației diferențiale de ordinul n îi vor corespunde n rădăcini, $r_1, r_2 \ldots r_n$, în raport cu care se stabilește y_{et} după indicațiile din tabelul 2.2. Cele n constante arbitrare, care rezultă în expresia lui y_{et} se explicitează impunînd un număr egal de condiții inițiale. Soluția y_{es} este în cele mai multe cazuri, de forma

$$y_{es} = A\,\text{f(t)} + B\,\text{f}'(t) + \ldots \tag{2.19}$$

în care $f(t)$ reprezintă forma particulară a membrului drept. Coeficienții A, B, C ... se precizează prin identificare, introducînd relația (2.19) în (2.17).

Atunci cînd mărimea de intrare variază sinusoidal, interesează în general răspunsul sistemului de măsurare în regim staționar, y_{es}, după amortizarea

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 2.2

Forma soluției ecuației diferențiale liniare și omogene, cu coeficienți constanți

Cazul	Soluția ecuației caracteristice	Forma corespunzătoare a soluției y_{et}
1	rădăcini reale, distincte $r_1 \neq r_2 \neq r_3$	$C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t} + C_3 e^{r_3 t} + \ldots$
2	rădăcini reale repetate (r_1 repetat de p ori)	$e^{r_1 t}(C_0 + C_1 t + \ldots + C_{p-1} t^{p-1})$
3	rădăcini complexe conjugate, nerepetate $a \pm jb$	$Ce^{at} \sin(bt + \varphi)$
4	rădăcini complexe conjugate, $a \pm jb$, repetate de p ori	$e^{at}[C_0 \sin(bt + \varphi_0) + C_1 t \cdot \sin(bt + \varphi_1) + \ldots + C_{p-1} t^{p-1} \sin(bt + \varphi_{p-1})]$.

răspunsului tranzitoriu y_{et}. Se dovedește că răspunsul staționar este tot sinusoidal, de aceeași frecvență cu mărimea măsurată, față de care se deosebește însă prin amplitudine și printr-un defazaj. Prin urmare, răspunsul staționar al sistemului trebuie precizat prin raportul amplitudinilor și prin defazaj, mărimi care variază cu frecvența. În acest sens, se definește *răspunsul în frecvență* al sistemului de măsurare.

Atunci cînd se cercetează un sistem de măsurare complex, format dintr-un lanț de sisteme de ordinul întîi și al doilea, caracterizarea răspunsului dinamic nestaționar poate fi mult simplificată prin introducerea conceptului de *funcție operațională de transfer* din teoria sistemelor automate. Dacă se transcrie ecuația (2.17) introducînd operatorul diferențial D și definind în general semnalul de intrare x_i drept o sumă de derivate de diferite ordine, $\lambda d^m x_i/dt^m + \mu d^{m-1} x_i/dt^{m-1} + \nu d^{m-2} x_i/dt^{m-2} + \ldots$, se obține

$$(\alpha D^2 + \beta D + \gamma)\, y_e = (\lambda D^m + \mu D^{m-1} + \nu D^{m-2} + \ldots)\, x_i, \qquad (2.20)$$

și dacă se tratează în continuare ecuația obținută ca pe o simplă ecuație algebrică, raportul dintre mărimile de ieșire și de intrare se poate exprima sub forma

$$\frac{y_e}{x_i}(D) = \frac{\lambda D^m + \mu D^{m-1} + \nu D^{m-2} + \ldots}{\alpha D^2 + \beta D + \gamma}. \qquad (2.21)$$

Relația generală dintre mărimile de ieșire și de intrare, exprimată sub forma (2.21), definește funcția operațională de transfer. Utilizarea sa este indicată în special la reprezentarea schemelor bloc ale sistemului de măsurare, sau cînd se stabilește răspunsul dinamic al sistemului, cunoscînd comportarea aparatelor componente; neglijînd efectele de sarcină, funcția de transfer operațională a sistemului rezultă prin simpla înmulțire a funcțiilor de transfer operaționale ale elementelor componente, ca în exemplul din figura 2.10.

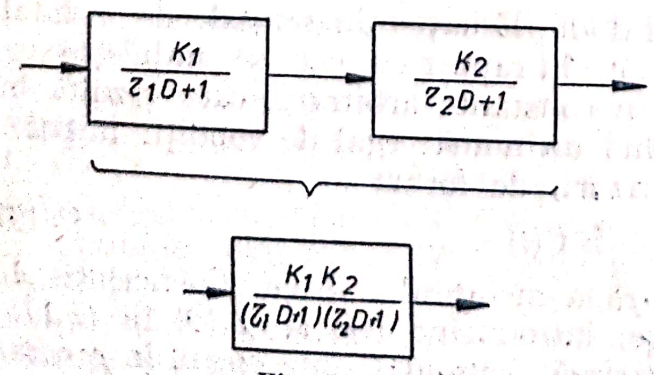


Fig. 2.10

La studiul comportării dinamice a sistemelor sub influența mărimilor de intrare sinusoidale, se folosește conceptul de *funcție sinusoidală de transfer*, definită de o relație analogă cu (2.21), în care se înlocuiește D^i prin $(j\omega)^i$:

$$\frac{y_e}{x_i}(j\omega) = \frac{\lambda(j\omega)^m + \mu(j\omega)^{m-1} + \nu(j\omega)^{m-2} + \dots}{\alpha(j\omega)^2 + \beta(j\omega) + \gamma}, \tag{2.22}$$

unde $j = \sqrt{-1}$, iar ω este pulsația, în rad/s. Se demonstrează că funcția sinusoidală de transfer $(y_e/x_i)\,(j\omega)$ este un număr complex,

$$\frac{y_e}{x_i}(j\omega) = \frac{A_e}{A_i} e^{j\varphi}, \tag{2.23}$$

având mărimea egală cu raportul amplitudinilor ieșire/intrare A_e/A_i; unghiul φ reprezintă defazajul dintre ieșire și intrare (pozitiv în cazul cînd mărimea de ieșire se află înaintea mărimii de intrare și negativ, în cazul invers).

2.2.2. Sistemul de ordinul întîi

Definiții și exemple. În general, un aparat de măsurare este considerat un sistem de ordinul întîi (cu întîrziere simplă), dacă comportarea sa dinamică poate fi descrisă de o ecuație diferențială de ordinul întîi, de forma

$$\beta \frac{dy_e}{dt} + \gamma y_e = \lambda x_i. \tag{2.24}$$

Cu notațiile

$$\beta/\gamma = \tau, \quad \lambda/\gamma = K, \tag{2.25}$$

ecuația (2.24) se transformă în

$$\tau \frac{dy_e}{dt} + y_e = K x_i. \tag{2.26}$$

rezultînd în mod corespunzător

$$\frac{y_e}{x_i}(D) = \frac{K}{\tau D + 1}. \tag{2.27}$$

Constanta τ definită de expresia (2.25) se numește în general *constanta de timp* a sistemului, iar K reprezintă *sensibilitatea statică*.

Un exemplu de sistem de ordinul întîi este reprezentat în domeniul mecanic de ansamblul format dintr-un element elastic și unul disipativ, masa fiind neglijabilă (fig. 2.11). Considerînd forța drept mărime principală și deplasarea — mărime secundară, se obține prin exprimarea ecuației echilibrului dinamic,

$$\tau \frac{dx}{dt} + x = KF, \tag{2.28}$$

unde

$$\tau = a/k, \quad K = 1/k. \tag{2.29}$$

Scanned with OKEN Scanner

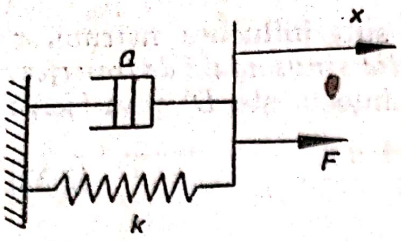


Fig. 2.11

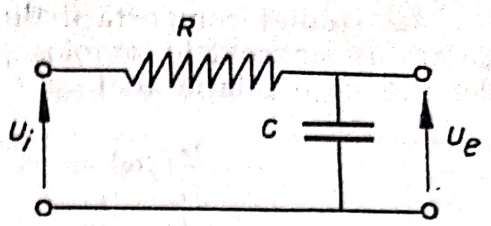


Fig. 2.12

Exemplul analog din domeniul electric este reprezentat în figura 2.12. Dacă tensiunea este mărimea principală iar sarcina electrică mărimea secundară, rezultă prin aplicarea legii lui Kirchhoff,

$$\tau \frac{dq}{dt} + q = Ku_i, \tag{2.30}$$

cu

$$\tau = RC, \quad K = C. \tag{2.29'}$$

Răspunsul la variația în treaptă. Se presupune că sistemul este în echilibru la timpul $t = 0^-$, și că la o creștere infinitezimală a timpului, $t = 0^+$, x_i crește instantaneu pînă la valoarea x_{iT}. Pentru $t > 0$, ecuația (2.26) devine

$$\tau \frac{dy_e}{dt} + y_e = Kx_{iT}. \tag{2.31}$$

Soluția ecuației omogene, de tipul cu variabile separabile, este

$$y_{et} = C_1 e^{-t/\tau}, \tag{2.32}$$

iar integrala particulară a ecuației cu membru drept,

$$y_{es} = Kx_{iT}. \tag{2.32'}$$

Soluția generală a ecuației este prin urmare

$$y_e = C_1 e^{-t/\tau} + Kx_{iT}. \tag{2.33}$$

Constanta C_1 se determină din condiția inițială

$$0 = C_1 + Kx_{iT}.$$

și înlocuind în (2.33), se obține soluția finală

$$y_e = Kx_{iT}(1 - e^{-t/\tau}). \tag{2.34}$$

În relația (2.34), $Kx_{iT} = y_{es}$ reprezintă răspunsul static al sistemului la mărimea de intrare x_{iT}. În condiții dinamice, răspunsul sistemului tinde către această valoare, pentru $t \to \infty$. Eroarea dinamică absolută de măsurare este

$$e_a = x_i - \frac{y_e}{K} = x_{iT} e^{-t/\tau}, \tag{2.35}$$

Scanned with OKEN Scanner

iar eroarea dinamică relativă

$$\frac{e_d}{x_i} = e^{-t/\tau}. \qquad (2.35')$$

Eroarea dinamică relativă se reduce progresiv; eroarea dinamică relativă instantanee este cu atît mai mică, cu cît constanta de timp τ este mai mică.

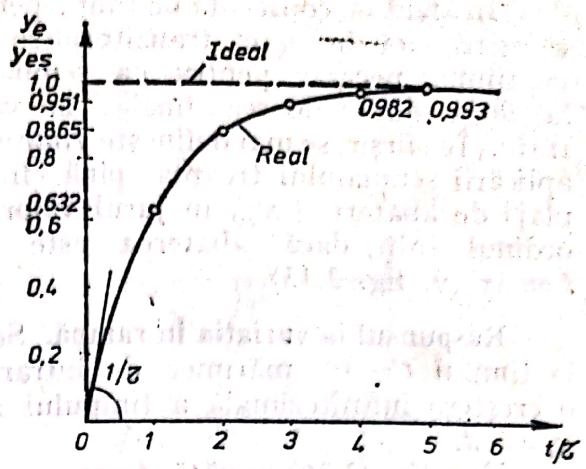


Fig. 2.13

În figura 2.13 este reprezentată relaţia (2.34) în unităţile adimensionale y_e/y_{es}, t/τ. Se observă că panta în origină a curbei răspunsului dinamic este inversa constantei de timp; cu cît constanta de timp este mai mică, curba de răspuns se apropie mai rapid de limita răspunsului static.

Pentru $t = \tau$, $y_e = 0{,}632\ y_{es}$. Din această condiţie rezultă o posibilitate de determinare a constantei de timp necunoscute a aparatelor din categoria sistemelor de ordinul întîi.

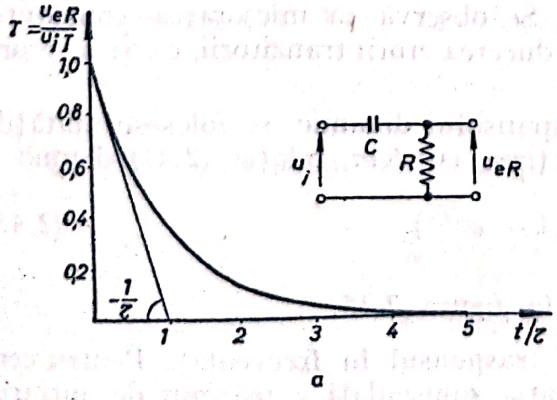
Răspunsul sistemului este exprimat adeseori şi sub forma unei relaţii între mărimile fizice principale la ieşirea şi intrarea în sistem. Considerînd spre exemplu sistemul electric de ordinul întîi, şi tensiunea drept mărime fizică principală, se observă că semnalul de ieşire u_e se poate culege la bornele condensatorului, u_{eC}, sau ale rezistenţei, u_{eR}. Dacă se identifică în (2.34), y_e cu q, x_{iT} cu u_{iT}, τ cu RC şi K cu C (v. 2.30 şi 2.29') se obţine

$$u_{eC} = \frac{q}{C} = u_{iT}(1 - e^{-t/\tau}), \qquad (2.36)$$

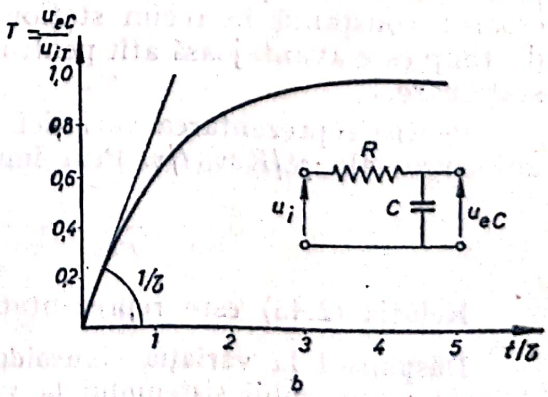
$$u_{eR} = R\frac{dq}{dt} = RKu_{iT}\ \frac{1}{\tau}\ e^{-t/\tau} = u_{iT}e^{-t/\tau}. \qquad (2.37)$$

Raportul între mărimile fizice primare la ieşirea şi intrarea în sistem se numeşte *transmisibilitate*.

În figura 2.14 se redă reprezentarea grafică a transmisibilităţii T a sistemului electric de ordinul întîi, în variantele definite de relaţiile (2.36) şi (2.37).



a



b

Fig. 2.14

Scanned with OKEN Scanner

În afară de constanta de timp, pentru caracterizarea comportării dinamice a aparatelor în regim tranzitoriu se mai definește *timpul de creștere*, egal cu timpul necesar pentru ca semnalul de ieșire să crească de la 10% la 90% din valoarea finală, la variația în treaptă a semnalului de intrare. În sfîrșit, se mai definește *timpul de răspuns* (de stabilire) din momentul aplicării semnalului treaptă, pînă cînd semnalul de ieșire se plasează într-o plajă de abateri $\pm x\%$ în jurul valorii finale, de echilibru; la un sistem de ordinul întîi, dacă abaterea este de $\pm 5\%$, timpul de răspuns este $t = 3\tau$ (v. fig. 2.13).

Răspunsul la variația în rampă. Se presupune că sistemul este în echilibru la timpul $t = 0^-$, mărimea de intrare x_i fiind nulă, $x_i = x_e = 0$, și că la o creștere infinitezimală a timpului x_i începe să varieze după legea liniară $x_i = c.t.$

Ecuația (2.26) capătă forma

$$\tau \frac{dy_e}{dt} + y_e = Kct. \tag{2.38}$$

Soluția particulară are forma

$$y_{es} = At + B.$$

Constantele A și B se definesc prin identificare și se obține

$$y_{es} = Kc(t - \tau). \tag{2.39}$$

Întrucît soluția ecuației omogene este $y_{et} = C_1 e^{-t/\tau}$, soluția generală are forma

$$y_e = C_1 e^{-t/\tau} + Kc(t - \tau). \tag{2.40}$$

După ce se impune condiția inițială, rezultă în final

$$y_e = Kct - Kc\tau\,(1 - e^{-t/\tau}). \tag{2.41}$$

În relația (2.41), termenul Kct reprezintă răspunsul static. Eroarea dinamică este prin urmare

$$e_d = x_i - \frac{y_e}{K} = -c\tau(e^{-t/\tau} - 1). \tag{2.42}$$

primul termen exprimînd eroarea în regim tranzitoriu, iar ultimul termen, eroarea constantă în regim staționar. Se observă că micșorarea constantei de timp este avantajoasă atît pentru reducerea erorii tranzitorii, ca și a erorii staționare.

Pentru reprezentarea variației răspunsului dinamic, se folosesc unitățile adimensionale $y_e/Kc\tau$, t/τ. Prin împărțirea cu $Kc\tau$, relația (2.41) devine

$$\frac{y_e}{Kc\tau} = \frac{t}{\tau} - (1 - e^{-t/\tau}). \tag{2.43}$$

Relația (2.43) este reprezentată în figura 2.15.

Răspunsul la variația sinusoidală (răspunsul în frecvență). Pentru cercetarea răspunsului sistemului la variația sinusoidală a mărimii de intrare,

Scanned with OKEN Scanner

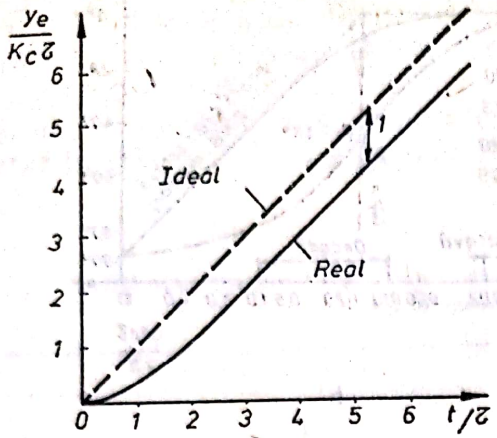


Fig. 2.15

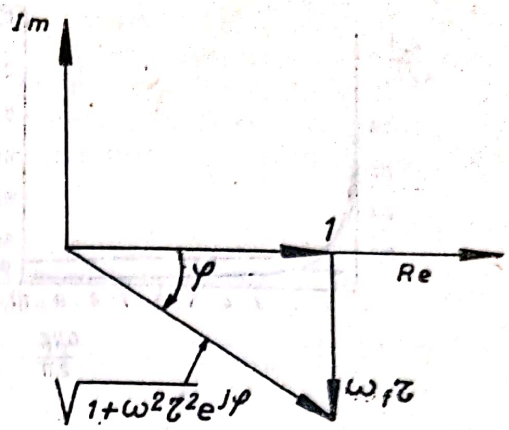


Fig. 2.16

este avantajoasă exprimarea sub forma de număr complex, $x_i = A_i e^{j\omega_f t}$. Ecuația (2.26) devine

$$\tau \frac{dy_e}{dt} + y_e = KA_i e^{j\omega_f t}. \tag{2.44}$$

Soluția particulară este de forma

$$y_{es} = A_e e^{j\omega_f t}, \tag{2.45}$$

și înlocuind în relația (2.44) se obține amplitudinea complexă a răspunsului staționar al sistemului

$$A_e = \frac{KA_i}{1 + j\omega_f \tau}, \tag{2.46}$$

sau, după înmulțirea cu conjugata numitorului,

$$A_e = KA_i \frac{1 - j\omega_f \tau}{1 + \omega_f^2 \tau^2}. \tag{2.47}$$

Reprezentînd numărătorul în planul complex (fig. 2.16), se observă că

$$1 - j\omega_f \tau = \sqrt{1 + \omega_f^2 \tau^2} \cdot e^{j\varphi}. \tag{2.48}$$

unde φ este faza,

$$\varphi = \operatorname{arctg}(-\omega_f \tau). \tag{2.49}$$

În baza relației (2.48), (2.47) devine

$$A = KA_i \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_f^2 \tau^2}} \cdot e^{j\varphi}. \tag{2.47'}$$

Răspunsul staționar al sistemului, singurul care interesează în general, este

$$y_{es} = \frac{KA_i}{\sqrt{1 + \omega_f^2 \tau^2}} e^{j(\omega_f t + \varphi)}, \tag{2.50}$$

cu modulul amplitudinii, exprimat adimensional,

$$\frac{|A_e|}{KA_i} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_f^2 \tau^2}}. \tag{2.47''}$$

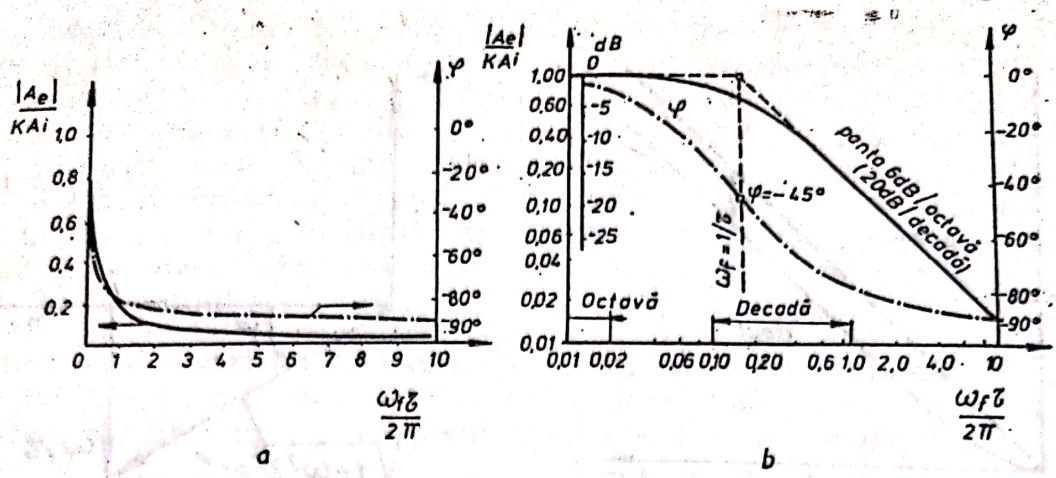


Fig. 2.17

Atît amplitudinea cît și faza φ, sînt funcții de pulsația (frecvența) semnalului de intrare. În figura 2.17, *a* este reprezentată variația modulului amplitudinii $|A_e|/KA_i$, și a fazei φ în funcție de frecvență, exprimată sub forma adimensională $\omega_f\tau/2\pi$. Întrucît variația în domeniul frecvențelor mici este extrem de rapidă, se preferă adeseori reprezentarea în coordonate logaritmice (fig. 2.17, *b*). Atenuarea semnalului de intrare introdusă de sistem se exprimă în mod uzual în *decibeli* (dB), potrivit relației

$$1\ \text{dB} = 20 \lg \frac{A_e}{A_i}. \tag{2.51}$$

Decibelul nu este o unitate de măsură, exprimînd numai raportul a două mărimi. De aceea, pentru a exprima o cantitate absolută, trebuie menționată întotdeauna cantitatea de referință, în cazul arătat dB re A_i. De asemenea se obișnuiește să se definească pe scara frecvențelor următoarele unități de interval: *octava*, intervalul între două frecvențe aflate în raportul 2:1 și *decada*, intervalul între două frecvențe limită în raportul 10:1.

În figura 2.17, *b*, se observă că la pulsația $\omega_f = 1/\tau$ (sau $\omega_f\tau/2\pi \approx 0{,}16$), răspunsul sistemului devine 70,7% din valoarea maximă. La această valoare a pulsației, numită *punct de jumătate putere*, se produce intersecția a două asimptote: orizontala corespunzătoare răspunsului maxim și dreapta de pantă 6 dB/octavă. În același punct, faza devine $\varphi = -45°$.

Pentru sistemul electric de ordinul întîi, semnalul tensiune de ieșire, în cele două variante, se exprimă în funcție de semnalul tensiune de intrare prin relațiile

$$|u_{eC}| = |u_i| \frac{1}{\sqrt{1+(\omega_f\tau)^2}}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}(-\omega_f\tau), \tag{2.52}$$

$$|u_{eR}| = |u_i| \frac{\omega_f\tau}{\sqrt{1+(\omega_f\tau)^2}}, \quad \varphi = \operatorname{arctg}(1/\omega_f\tau). \tag{2.53}$$

În prima variantă semnalul de ieșire, care se culege la bornele condensatorului, tinde să se anuleze la pulsații ridicate *(sistem trece jos)*; în varianta a doua, semnalul de ieșire, cules la bornele rezistorului, se anulează pentru $\omega_f = 0$ *(sistem trece sus)*.

Ca urmare a variației răspunsului sistemului în amplitudine și fază cu frecvența, un semnal de intrare obișnuit, constituit dintr-o serie de armonici,

de frecvenţe diferite, este distorsionat; fiecare armonică suferă modificări de amplitudine şi fază, diferite de ale celorlalte armonici. Din relaţiile (2.49) şi (2.50) rezultă că răspunsul în frecvenţă este cu atît mai perfect, deci distorsionarea semnalului de intrare cu atît mai redusă, cu cît constanta de timp este mai mică. Influenţa constantei de timp este ilustrată de exemplul prezentat în tabelul 2.3. Rezultatele obţinute au fost reprezentate în figura 2.18.

Tabela 2.3

Influenţa constantei de timp τ asupra modificărilor de amplitudine şi fază ale armonicilor semnalului

Semnalul de intrare			$x_i = \sin t + 0{,}5 \sin 2t + 0{,}2 \sin 5t$		
Armonica			1 ($\omega = 1$)	2 ($\omega = 2$)	5 ($\omega = 5$)
Semnalul de ieşire	$\tau = 0{,}5$ s	$\frac{\lvert A_e \rvert}{A_i}$	0,8940	0,7070	0,3710
		φ	$-26°$	$-45°$	$-68°$
	$\tau = 0{,}005$ s	$\frac{\lvert A_e \rvert}{A_i}$	1	0,99995	0,99969
		φ	$-0{,}3°$	$-0{,}6°$	$-1{,}4°$

Răspunsul la un impuls. Mărimea de intrare de tip impuls unitar, poate fi definită matematic ca limita, pentru $T \to 0$, a funcţiei $p(t)$, care satisface condiţiile (fig. 2.19, *a*):

$$p(t) = \begin{cases} 1/T, & 0 \leqslant t \leqslant T \\ 0, & T \leqslant t. \end{cases}$$

În consecinţă, răspunsul sistemului la o mărime de intrare de tip impuls se poate stabili considerînd mai întîi funcţia $p(t)$ şi efectuînd apoi operaţia de trecere la limită.

În primul interval de timp $0 \leqslant t \leqslant T$, funcţia $p(t)$ este de tip treaptă, de valoare $x_{iT} = 1/T$, răspunsul corespunzător al sistemului fiind dat de relaţia (2.34)

$$y_e = K \frac{1}{T} (1 - e^{-t/\tau}), \qquad (2.54)$$

care devine, la $t = T$,

$$y_{eT} = K \frac{1}{T} (1 - e^{-T/\tau}). \qquad (2.55)$$

Pe al doilea interval de timp $T \leqslant t$, ecuaţia (2.26) se transformă într-o ecuaţie omogenă, cu soluţia

$$y_e = Ce^{-t/\tau}, \qquad (2.56)$$

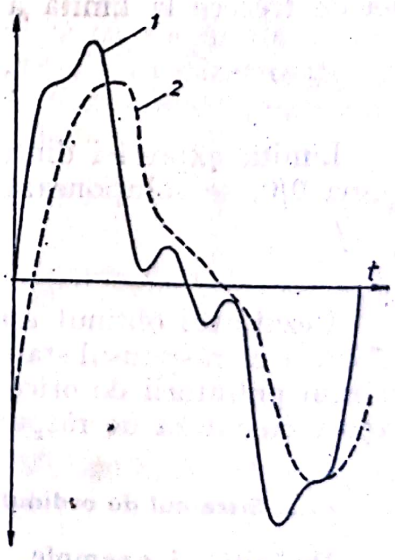


Fig. 2.18
1 — semnalul: $x_i = \sin t - 0{,}5 \sin 2t + 0{,}2 \sin 5t$; *2* — răspunsul: $x_e = 0{,}894 \sin(t - 26°) + 0{,}707 \cdot 0{,}5 \sin(2t - 45°) + 0{,}371 \cdot 0{,}2 \sin(5t - 68°)$

Scanned with OKEN Scanner

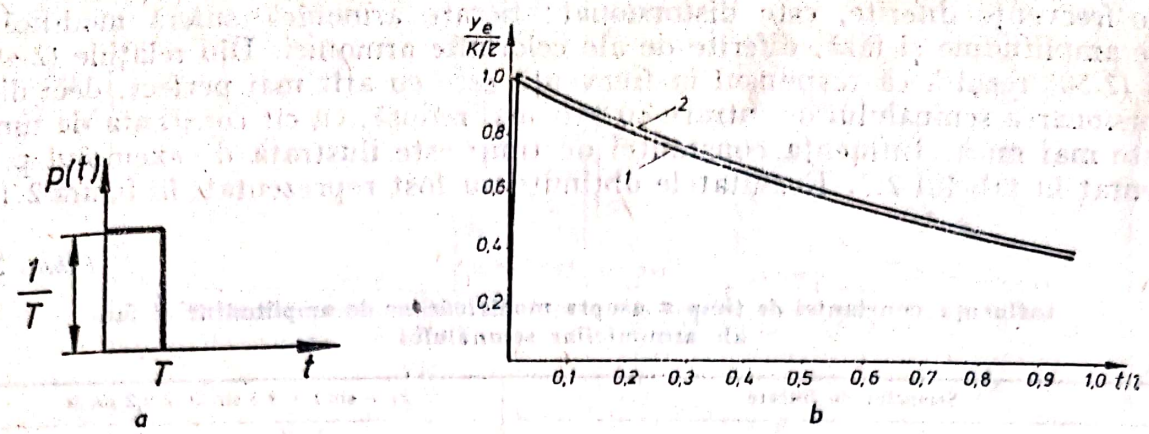


Fig. 2.19

1 — impuls unitar (cazul teoretic; $\frac{y_e}{K/\tau} = e^{-t/\tau}$; *2* — impuls unitar aproximativ ($A = 1$, $T = 0{,}01\,\tau$), $\frac{y_e}{K/\tau} = 100\,\frac{1 - e^{-0{,}01}}{e^{-0{,}01}}\,e^{-t/\tau}$

constanta C explicitîndu-se din condiția de continuitate la $t = T$:

$$Ce^{-T/\tau} = K\frac{1}{T}(1 - e^{-T/\tau}), \tag{2.57}$$

din care rezultă

$$C = K\frac{1}{T}\frac{1 - e^{-T/\tau}}{e^{-T/\tau}}. \tag{2.58}$$

Înlocuind (2.58) în (2.56), se obține

$$y_e = K\frac{1 - e^{-T/\tau}}{Te^{-T/\tau}}e^{-t/\tau}. \tag{2.59}$$

Răspunsul sistemului la semnalul impuls va rezulta prin aplicarea operației de trecere la limită a expresiei stabilite pentru $t > T$,

$$y_e = \lim_{T \to 0}\left[\frac{1 - e^{-T/\tau}}{Te^{-T/\tau}}\right]Ke^{-t/\tau}. \tag{2.60}$$

Limita expresiei dintre paranteze, care conduce la o nedeterminare de forma 0/0, se soluționează prin regula lui l'Hôspital, rezultînd în final,

$$y_e = K\frac{1}{\tau}e^{-t/\tau}. \tag{2.61}$$

Rezultatul obținut este reprezentat în figura 2.19, *b*. Este interesant de observat că răspunsul stabilit corespunde cu o aproximație satisfăcătoare unei mărimi pulsatorii de orice formă, dacă durata sa este suficient de scurtă în raport cu viteza de răspuns a sistemului.

2.2.3. Sistemul de ordinul al doilea

Definiții și exemple. Un sistem de ordinul al doilea (sistem pendular) este definit în general de ecuația

$$\alpha\frac{d^2y_e}{dt^2} + \beta\frac{dy_e}{dt} + \gamma y_e = \lambda x_i. \tag{2.62}$$

Se introduc notaţiile

$$\sqrt{\frac{\gamma}{\alpha}} = \omega_n, \tag{2.63}$$

$$\frac{\beta}{2\sqrt{\alpha\gamma}} = \zeta, \tag{2.64}$$

şi ecuaţia (2.62) se transformă în

$$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2y_e}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\cdot\frac{dy_e}{dt} + y_e = Kx_i \tag{2.65}$$

sau, sub forma funcţiei operaţionale de transfer,

$$\frac{y_e}{x_i}(D) = \frac{K}{D^2/\omega_n^2 + 2\zeta D/\omega_n + 1}. \tag{2.66}$$

Constanta ω_n se numeşte *pulsaţia proprie* a sistemului, ζ — *raportul de amortizare*, iar K sensibilitatea statică.

Un element mecanic care se comportă ca un sistem de ordinul al doilea este format dintr-o masă m, un arc cu constanta elastică k şi un amortizor, cu un factor de amortizare vîscoasă a (fig. 2.20). Într-un moment oarecare, cînd sistemul este deplasat cu x din poziţia de echilibru (deplasarea este considerată semnalul de ieşire), acţionează următorul sistem de forţe: forţa exterioară F (semnalul de intrare); forţa elastică din arc, kx; forţa de amortizare $a\,dx/dt$. Aceste forţe se află în echilibru dinamic cu forţa de inerţie $m\,d^2x/dt^2$:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + a\frac{dx}{dt} + kx = F, \tag{2.67}$$

ecuaţie care se reduce la forma generală (2.65), pentru

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad \text{şi} \quad \zeta = \frac{a}{2\sqrt{km}}. \tag{2.68}$$

Un exemplu de circuit electric care se comportă ca un sistem de ordinul al doilea este format dintr-un rezistor de rezistenţă R, un condensator de capacitate C şi o bobină de inductanţă L (fig. 2.21). Exprimînd legea a doua a lui Kirchhoff pentru acest circuit, se obţine ecuaţia

$$L\frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,dt = u_i. \tag{2.69}$$

Prin definiţie, $i = dq/dt$. Înlocuind în relaţia (2.69), se obţine

$$L\frac{d^2q}{dt^2} + R\frac{dq}{dt} + \frac{1}{C}q = u_i. \tag{2.70}$$

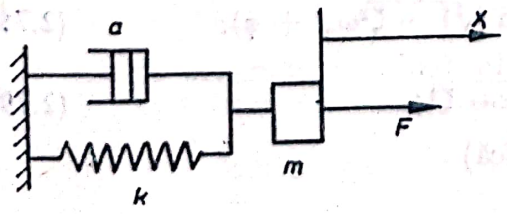


Fig. 2.20

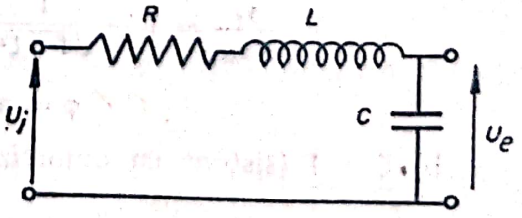


Fig. 2.21

Comparînd cu expresia (2.65) rezultă

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad \text{și} \quad \zeta = \frac{R}{2\sqrt{L/C}}. \tag{2.71}$$

Răspunsul la variația în treaptă. Se consideră că la timpul $t = 0$ mărimea de intrare este nulă, și la o creștere infinitezimală a timpului, mărimea de intrare atinge instantaneu valoarea constantă x_{iT}. Prin urmare, pentru $t > 0$, ecuația (2.65) devine

$$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2y_e}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\cdot\frac{dy_e}{dt} + y_e = Kx_{iT}. \tag{2.72}$$

Soluția ecuației omogene se stabilește pe baza rădăcinilor trinomului caracteristic:

$$r_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm \sqrt{\zeta^2\omega_n^2 - \omega_n^2}. \tag{2.73}$$

În consecință, există trei cazuri posibile:

a) $\zeta < 1$ (sistem subamortizat)

$$r_{1,2} = \omega_n(-\zeta \pm j\sqrt{1-\zeta^2}),$$

$$y_{et} = C_1 e^{-\zeta\omega_n t}\sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \varphi); \tag{2.74}$$

b) $\zeta = 1$ (sistem cu amortizare critică)

$$r_{1,2} = -\omega_n,$$

$$y_{et} = (C_1 + C_2 t)\, e^{-\omega_n t}; \tag{2.75}$$

c) $\zeta > 1$ (sistem supraamortizat)

$$r_{1,2} = \omega_n(-\zeta \pm \sqrt{\zeta^2 - 1}),$$

$$y_{et} = C_1 e^{-(\zeta+\sqrt{\zeta^2-1})\,\omega_n t} + C_2 e^{-(\zeta-\sqrt{\zeta^2-1})\,\omega_n t}. \tag{2.76}$$

Soluția particulară este

$$y_{es} = Kx_{iT}. \tag{2.77}$$

Pe baza relațiilor (2.74), (2.75), (2.76) și (2.77) se poate scrie soluția generală. Constantele se deduc impunînd condițiile $y_e = 0$ și $dy_e/dt = 0$ la $t = 0$. Se obține:

a) $\zeta < 1$ (sistem subamortizat)

$$\frac{y_e}{Kx_{iT}} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t}\sin(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t + \varphi), \tag{2.78}$$

$$\varphi = \arcsin\sqrt{1-\zeta^2}; \tag{2.79}$$

b) $\zeta = 1$ (sistem cu amortizare critică)

$$\frac{y_e}{Kx_{iT}} = 1 - (1 + \omega_n t)\, e^{-\omega_n t}; \tag{2.80}$$

Scanned with OKEN Scanner

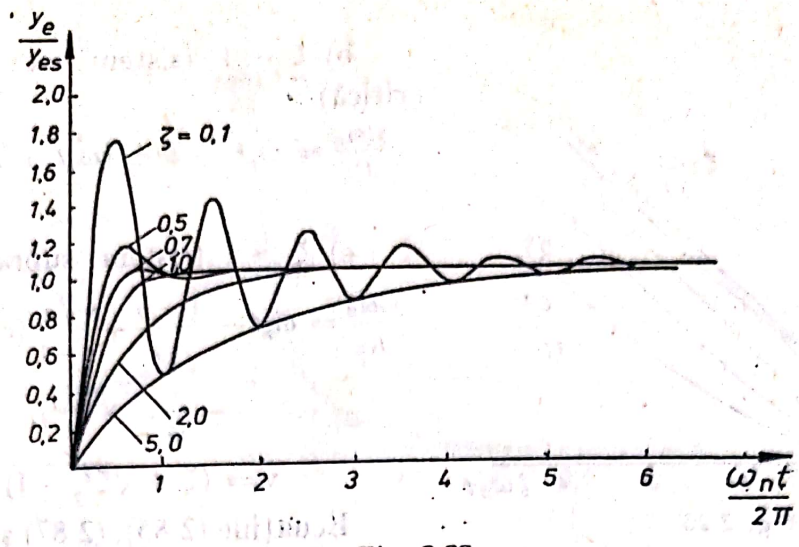


Fig. 2.22

c) $\zeta > 1$ (sistem supraamortizat)

$$\frac{y_e}{Kx_{iT}} = 1 - \frac{\nu}{\nu - 1}\left(e^{-\omega_n t\sqrt{\nu}} - \frac{1}{\nu}\, e^{-\sqrt{\nu}\omega_n t}\right), \tag{2.81}$$

$$\nu = (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})^2. \tag{2.82}$$

Rezultatele obținute sînt reprezentate în figura 2.22, în unitățile adimensionale y_e/y_{es}, $\omega_n t/2\pi$. Se observă că răspunsul, pentru toate valorile lui τ, se apropie de răspunsul static, $y_e \to y_{es}$, cu atît mai repede cu cît ω_n este mai mare. De exemplu, prin dublarea pulsației proprii, răspunsul sistemului atinge aceeași valoare într-un timp de două ori mai scurt. Așadar, pulsația proprie ω_n dă indicații asupra vitezei de răspuns, fiind corespunzătoare astfel inversei constantei de timp, $1/\tau$, a unui sistem de ordinul întîi.

Răspunsul sistemelor subamortizate tinde să devină egal cu răspunsul static prin oscilații amortizate, cu o pulsație apropiată de pulsația proprie, $\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$. Cele mai bune performanțe în regim tranzitoriu se obțin pentru valorile $\zeta = 0{,}60 \ldots 0{,}75$, care se întîlnesc la multe instrumente de măsură. Valorile ζ mai mici conduc la o depășire inițială importantă și o lungă perioadă tranzitorie de oscilații, iar la valorile ζ mai mari răspunsul este prea lent.

Răspunsul la variația în rampă. Ecuația diferențială (2.65) are forma particulară

$$\frac{1}{\omega_n^2}\,\frac{d^2y_e}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\,\frac{dy_e}{dt} + y_e = Kct. \tag{2.83}$$

Soluția particulară a ecuației neomogene va fi

$$y_{es} = Kct - 2\zeta\frac{Kc}{\omega_n}. \tag{2.84}$$

Soluția generală, cu condițiile la limită $y_e = dy_e/dt = 0$ la $t = 0$, este

a) $\zeta < 1$ (sistem subamortizat)

$$\frac{y_e\omega_n}{Kc} = \omega_n t - 2\zeta + \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}}\sin(\sqrt{1-\zeta^2}\,\omega_n t + \varphi), \tag{2.85}$$

$$\varphi = \arcsin 2\zeta\sqrt{1-\zeta^2}; \tag{2.86}$$

Scanned with OKEN Scanner

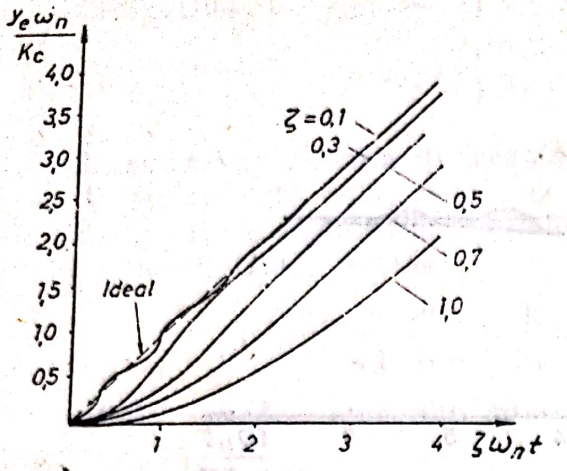


Fig. 2.23

b) $\zeta = 1$ (sistem cu amortizare critică)

$$\frac{y_e\omega_n}{Kc} = \omega_n t - 2 + (\omega_n t + 2)\, e^{-\omega_n t}; \tag{2.87}$$

c) $\zeta > 1$ (sistem supraamortizat)

$$\frac{y_e\omega_n}{Kc} = \omega_n t - \frac{1+\nu}{\sqrt{\nu}} + \frac{\nu\sqrt{\nu}}{\nu-1}\left(e^{-\omega_n t/\sqrt{\nu}} - \frac{1}{\nu^2} e^{-\sqrt{\nu}\omega_n t}\right), \tag{2.88}$$

$$\nu = (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})^2. \tag{2.89}$$

Ecuațiile (2.85), (2.87) și (2.88) sînt reprezentate în figura 2.23. Eroarea dinamică la valori ale timpului t suficient de mari (în regim staționar) este

$$e_d = x_i - \frac{y_e}{K} = \frac{2c\zeta}{\omega_n}. \tag{2.90}$$

Se observă că eroarea constantă poate fi redusă prin mărirea pulsației proprii ω_n și la o valoare constantă a acesteia, prin reducerea raportului de amortizare. La sistemele subamortizate, eroarea constantă e se stabilește prin oscilații amortizate, a căror amplitudine poate fi redusă prin mărirea pulsației proprii.

Răspunsul la variația sinusoidală (răspunsul în frecvență). Dacă mărimea de intrare este de forma $x_i = Ae^{j\omega_f t}$, ecuația (2.65) devine

$$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2y_e}{dt^2} + \frac{2\zeta}{\omega_n}\frac{dy_e}{dt} + y_e = KA_i e^{j\omega_f t}. \tag{2.91}$$

O soluție particulară a ecuației este

$$y_{es} = A_e e^{j\omega_f t}, \tag{2.92}$$

care prin înlocuire în (2.91) conduce la expresia amplitudinii complexe a răspunsului sistemului în regim staționar

$$A_e = KA_i \frac{1}{(1-\beta^2) + 2j\zeta\beta}, \tag{2.93}$$

în care $\beta = \omega_f/\omega_n$. Procedînd cu relația (2.93) ca și în cazul relației corespondente (2.46) de la sistemul de ordinul întîi, se ajunge la expresia răspunsului sistemului de ordinul al doilea în regim staționar

$$y_{es} = \frac{KA_i}{\sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\zeta\beta)^2}} e^{j(\omega_f t + \varphi)}. \tag{2.94}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}\,[-2\zeta\beta/(1-\beta^2)]. \tag{2.95}$$

Variația modulului amplitudinii și fazei în funcție de pulsația mărimii de intrare (răspunsul în frecvență) este reprezentată în figura 2.24 în coordonate adimensionale $|A_e|/KA_i$, β, și respectiv φ, β, la mai multe valori ζ. Amplitudinea trece prin maxim (rezonanță) la o frecvență a mărimii de intrare apropiată de frecvența proprie ($\beta = \sqrt{1-2\zeta^2}$); condiția de existență a maximului este $\zeta < 1/\sqrt{2}$. Faza φ trece prin cvadratură ($\varphi = -\pi/2$)

Scanned with OKEN Scanner

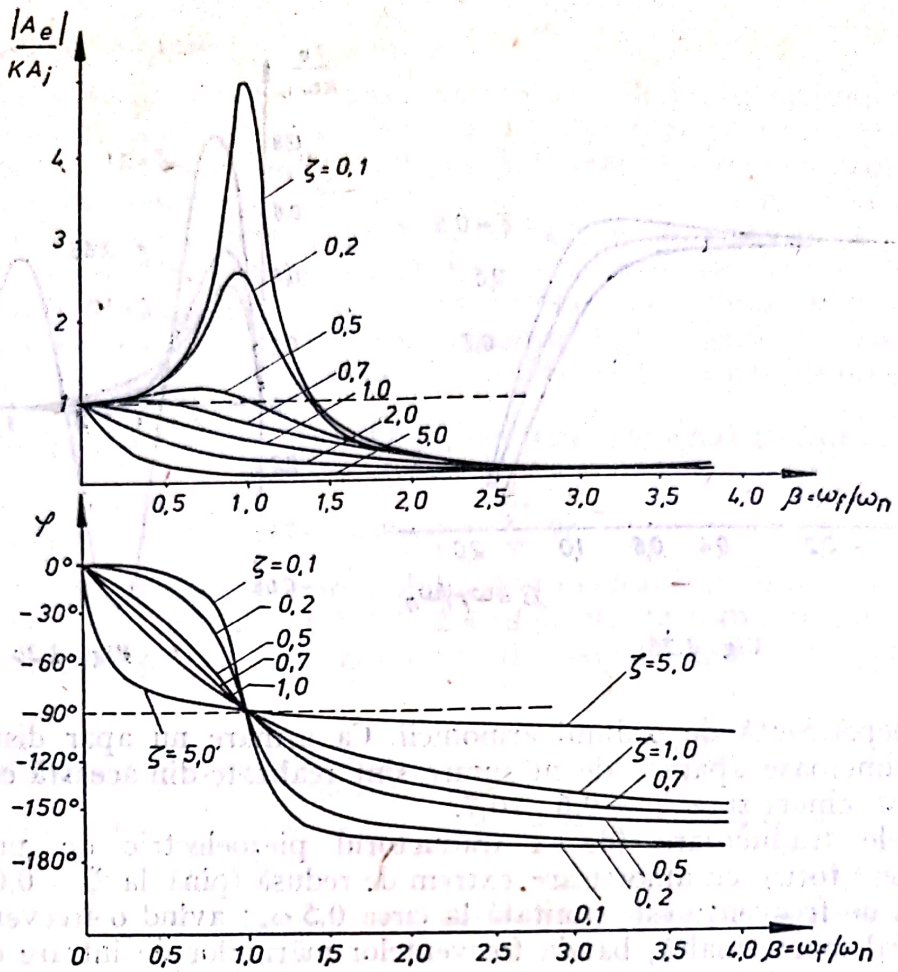


Fig. 2.24

pentru $\omega_f = \omega_n$, și tinde în continuare spre opoziție ($\varphi = -\pi$), cînd ω_f crește foarte mult. Proprietatea menționată, de trecere a fazei prin cvadratură la $\omega_f = \omega_n$, reprezintă baza unei metode de determinare precisă a pulsației proprii ω_n a sistemului.

Pentru evidențierea domeniului util (benzii utile) de frecvențe, răspunsul sistemului de ordinul al doilea în funcție de raportul frecvențelor β a fost exprimat într-o diagramă logaritmică, în figura 2.25. De obicei, banda utilă se definește în raport cu limitele $\pm$ 3 dB. După cum reiese din figura 2.25 intervalul $\zeta = 0{,}6 \ldots 0{,}7$ este favorabil și pentru răspunsul în frecvență al sistemului, rezultînd o bandă utilă cuprinsă între zero și $\omega_f = (1 \ldots 1{,}2)\ \omega_n$ (la — 3 dB). Faza φ înregistrează în aceleași condiții, o variație cvasiliniară cu frecvența a mărimii de intrare, comportarea sistemului fiind corespunzătoare unei întîrzieri în timp aproape constante.

Într-adevăr, variația fazei se înscrie suficient de exact pe dreapta

$$\varphi = c\beta = c\frac{\omega_f}{\omega_n},$$

întîrzierea în timp, pentru o armonică oarecare i, fiind

$$\Delta t = \frac{\varphi_i}{\omega_{fi}} = c\frac{\omega_{fi}}{\omega_n}\cdot\frac{1}{\omega_{fi}} = \frac{c}{\omega_n},$$

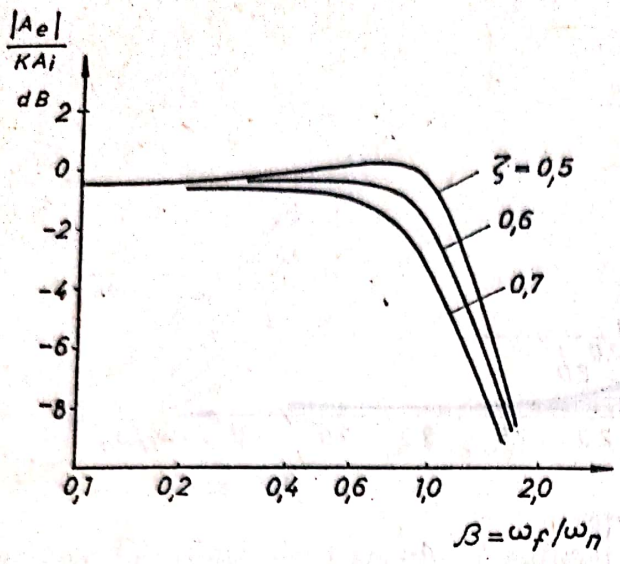


Fig. 2.25

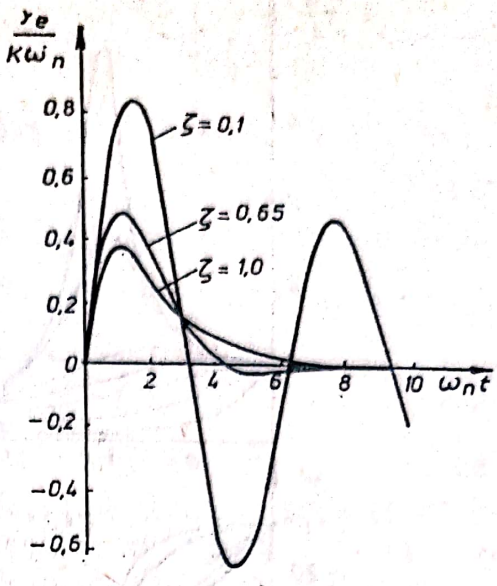


Fig. 2.26

deci independentă de ordinul armonicii. Ca urmare nu apar distorsiuni de fază. Numeroase aparate de măsurare sînt realizate din această cauză cu un raport de amortizare $\zeta = 0{,}6 \ldots 0{,}7$.

Unele traductoare (de ex. traductorul piezoelectric de presiune) se construiesc totuși cu amortizare extrem de redusă (pînă la $\zeta = 0{,}01$). Banda lor utilă de frecvențe este limitată la circa $0{,}5\,\omega_n$; avînd o frecvență proprie în general foarte înaltă, banda frecvențelor mărimilor de intrare care se pot măsura este suficient de lată. Dacă eroarea relativă la răspunsul în amplitudine se limitează la 1 ... 2%, frecvența proprie trebuie să fie în orice caz de 7 ... 10 ori mai mare decît frecvențele mărimii de intrare. Amortizarea redusă, cu o frecvență proprie înaltă, reprezintă caracteristici favorabile și pentru cazul cînd mărimea de intrare variază în rampă (v. fig. 2.23).

Răspunsul la un impuls. Definind funcția impuls unitar ca și pentru sistemul de ordinul întîi, se obțin următoarele soluții:

a) $\zeta < 1$ (sistem subamortizat)

$$\frac{y_e}{K\omega_n} = \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t} \sin\left(\sqrt{1-\zeta^2}\,\omega_n t\right); \tag{2.96}$$

b) $\zeta = 1$ (amortizare critică)

$$\frac{y_e}{K\omega_n} = \omega_n t e^{-\omega_n t}; \tag{2.97}$$

c) $\zeta > 1$ (supraamortizat)

$$\frac{y_e}{K\omega_n} = \frac{\sqrt{\nu}}{\nu - 1}\left(e^{-\omega_n t/\sqrt{\nu}} - e^{-\sqrt{\nu}\omega_n t}\right), \tag{2.98}$$

$$\nu = (\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})^2.$$

Aceste rezultate sînt reprezentate în figura 2.26.

Scanned with OKEN Scanner

2.2.4. Sisteme compuse

Caracteristicile de răspuns ale unui ansamblu rezultat prin compunerea unor sisteme simple de ordinul întîi și al doilea pot fi calculate pe baza caracteristicilor lor numai în cazurile mai simple, care pot fi determinate de următoarele ipoteze: a) sistemele simple sînt dispuse în serie, astfel ca semnalul de ieșire dintr-o treaptă să constituie semnalul de intrare în treapta următoare; b) sistemele simple sînt presupuse liniare și sînt formate din același tip de elemente. Dacă se acceptă în plus, că nu există interacțiune (treptele funcționează în condiții de izolare totală), răspunsul în frecvență al ansamblului se calculează cu ușurință: transmisibilitatea este egală cu produsul transmisibilităților din fiecare treaptă, $T = \prod_1^i T_i$, iar faza este egală cu suma algebrică a fazelor rezultate în fiecare treaptă, $\varphi = \sum_1^i \varphi_i$.

Răspunsul tranzitoriu al ansamblului se calculează pe baza unor relații mai complicate. Relațiile din tabelul 2.4 definesc transmisibilitatea la un semnal în treaptă, pentru trei combinații de sisteme de ordinul întîi.

Tabelul 2.4

Transmisibilitatea unui ansamblu de două sisteme de ordinul I dispuse în serie, la un semnal de intrare în treaptă

Tipul sistemelor componente		Transmisibilitatea ansamblului
Treapta I	Treapta II	
simplu trece-jos	simplu trece-jos	$T = T_1 T_2 \left[1 + \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_2} - \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} e^{-t/\tau_1} \right]$
simplu trece-sus	simplu trece-sus	$T = T_1 T_2 \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} \left[e^{-t/\tau_2} - \frac{\tau_2}{\tau_1} e^{-t/\tau_1} \right]$
simplu trece-sus	simplu trece-jos	$T = T_1 T_2 \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} [e^{-t/\tau_1} - e^{-t/\tau_2}$

2.2.5. Determinarea experimentală a caracteristicilor dinamice

Parametrii ce caracterizează comportarea dinamică pot fi determinați pe cale teoretică numai pentru elementele de măsurare cele mai simple (arcuri, membrane etc.) și numai cu aproximație. Pentru determinări de precizie, la sistemele de măsurare uzuale, se apelează întotdeauna la metode experimentale.

Constanta de timp, la sistemele de ordinul întîi, poate fi stabilită prin aplicarea unei mărimi de intrare cu variație în treaptă, și măsurarea timpului în care mărimea de ieșire atinge 63,2% din valoarea finală. Metoda, aparent simplă, este legată de dificultatea determinării precise a momentului de origine a timpului și nu oferă mijlocul de a verifica însăși posibilitatea de caracterizare a instrumentului ca sistem de ordinul întîi. Aceste dezavantaje pot fi evitate dacă valorile succesive înregistrate ale mărimii de ieșire, la variația în treaptă a mărimii de intrare, se reprezintă într-o diagramă semi-logaritmică,

Scanned with OKEN Scanner

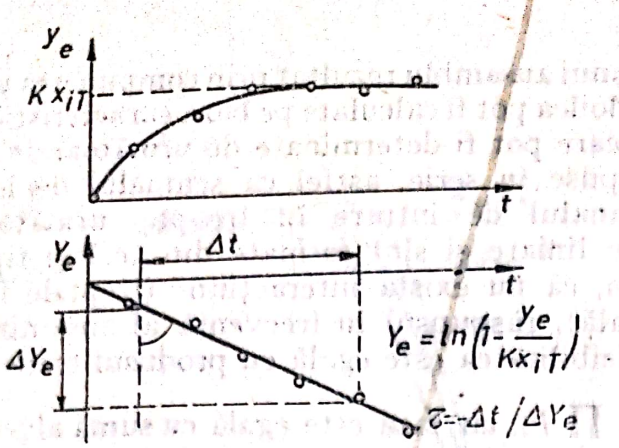


Fig. 2.27

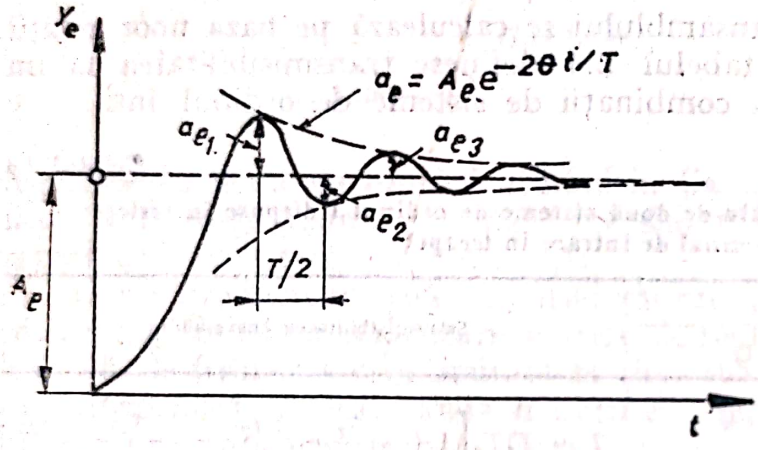


Fig. 2.28

$Y_e = \ln\,(1 - y_e/Kx_{iT})$ funcție de timpul t; după cum rezultă cu ușurință din relația (2.34), panta dreptei obținute este $dY_e/dt = -1/\tau$ (fig. 2.27).

Posibilitatea înscrierii pe o dreaptă a valorilor funcției Y_e reprezintă totodată un mijloc de a verifica dacă instrumentul poate fi definit ca sistem de ordinul întîi.

La sistemele de ordinul al doilea subamortizate, frecvența proprie și raportul de amortizare se pot determina relativ simplu, dacă se aplică o variație în treaptă sau sinusoidală a mărimii de intrare. Atunci cînd se aplică o variație în treaptă, sistemul va executa oscilații amortizate, pentru care există relațiile

$$\zeta = \frac{\theta}{\sqrt{\theta^2 + \pi^2}}, \quad (2.99)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_{no}}{\sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad \omega_{no} = \frac{T}{2\pi}, \quad (2.100)$$

unde θ este decrementul logaritmic al amortizării ($\theta = \ln a_{e2}/a_{e1}$, a_{e2} și a_{e1} fiind două amplitudini succesive, separate de o jumătate de perioadă $T/2$ (fig. 2.28).

BIBLIOGRAFIE

1. Bassière, M. și Gaignebet, E. *Métrologie générale. Théorie de la mesure. Les instruments et leurs emploi.* Dunod, Paris, 1966.
2. Boiten, R. G. *The mechanics of instrumentation.* Proc. Instn. Mech. Engrs. 1963, Vol. 177, Nr. 10.
3. Cook, N. H. și Rabinowicz, E. *Physical Measurement and Analysis.* Addison-Wesley Publ. Company, Reading, Mass., 1963.
4. Davies, P. O. A. L. *Measurement and recording of transient pressures in unsteady flow.* Proc. Instn. Mech. Engrs. 1965–66, Vol. 180, Part 3G.
5. Doeblin, E. O. *Measurement Systems — Application and Design*, cap. 3. McGraw Hill Book Company, New York, 1966.
6. Stein, P. K. *Measurement Engineering*, vol. I: Basic Principles, cap. 4 și 5. Stein Eng. Services Inc., Phoenix, Arizona, 1964.
7. * * * STAS 2872-59. *Erori de măsurare. Terminologie.*

Scanned with OKEN Scanner

3

CARACTERISTICILE DISPOZITIVELOR ELECTRONICE ALE INSTALAȚIILOR DE MĂSURARE

Introducere. Marea majoritate a tehnicilor experimentale utilizate în cercetarea proceselor mecanice și termice se bazează pe folosirea aparaturii și metodelor electronice. Dezvoltarea impetuoasă a acestei ramuri a științei și tehnicii a permis obținerea unor performanțe excelente în domeniul transmiterii, înmagazinării, prelucrării, măsurării și vizualizării semnalelor electrice. De asemenea, performanțele dinamice ale aparaturii electronice o recomandă ca mijloc unic de măsurare a fenomenelor mecanice și termice ce se desfășoară rapid în timp.

Problema cu care este confruntat deci, cercetătorul experimental, în zilele noastre, este aceea a stabilirii modalităților optime de transformare a mărimilor mecanice și termice în semnale electrice proporționale precum și a modalităților de prelucrare, măsurare, transmitere și reprezentare a acestor semnale.

Traductoarele electrice, asociate captoarelor prin intermediul cărora o mărime neelectrică este transformată într-un semnal electric proporțional, se împart în două mari categorii în funcție de principiul pe care se bazează funcționarea lor:

1) **Traductoare generatoare,** al căror principiu de funcționare constă în convertirea energiei prelevate de captor, reprezentînd o fracțiune din energia sistemului supus măsurării, în energie electrică. Construcția acestor traductoare se bazează pe fenomene fizice ca: inducția electromagnetică, efectul piezoelectric, efectul termoelectric, efectul fotoelectric etc.;

2) **Traductoare modulatoare,** al căror principiu de funcționare constă în folosirea unei fracțiuni din energia sistemului supus măsurării pentru modificarea unei mărimi de circuit electric. Construcția acestor traductoare se bazează pe modificarea valorii unei rezistențe (traductoare rezistive), a unei inductanțe (traductoare inductive) sau a unei capacități electrice (traductoare capacitive).

În vederea asigurării unei acurateți corespunzătoare a procesului de măsurare este necesar ca, la proiectarea și construcția captoarelor, să se urmărească reducerea la minimum posibil a energiei pe care traductorul o extrage din sistemul fizic supus măsurării. Respectarea acestei condiții face ca, în cazul traductoarelor generatoare, semnalul electric obținut să aibă un nivel foarte scăzut. În consecință este necesar ca traductorul să fie conectat în continuare cu un amplificator electronic.

Scanned with OKEN Scanner

În ceea ce privește traductoarele modulatoare, acestea trebuie conectate în circuite care să facă sesizabilă variația tensiunii sau curentului electric, determinată de modificarea caracteristicilor traductorului, ca urmare a variației mărimii neelectrice care se măsoară. Circuitele cele mai utilizate în acest scop sînt: circuitul simplu, sensibil la curent, circuitul cu divizor de tensiune și circuitul în punte.

3.1. CIRCUITE DE MĂSURARE PENTRU TRADUCTOARELE MODULATOARE

3.1.1. Circuitul simplu, sensibil la curent

Circuitul simplu, sensibil la curent, se folosește de regulă pentru traductoarele de tip rezistiv. Un asemenea circuit este reprezentat în figura 3.1 și se compune dintr-o sursă de alimentare de tensiune U, o rezistență (R_r) care înglobează rezistența întregului circuit, mai puțin traductorul, un aparat indicator sau înregistrator, sensibil la curent, și traductorul propriu-zis reprezentat prin rezistența sa variabilă (kR_t). R_t reprezintă rezistența totală a traductorului, iar k este un coeficient ce poate varia între zero și unitate.

Curentul care circulă prin circuit (i) și care va fi indicat de aparatul de măsurare este precizat de legea lui Ohm:

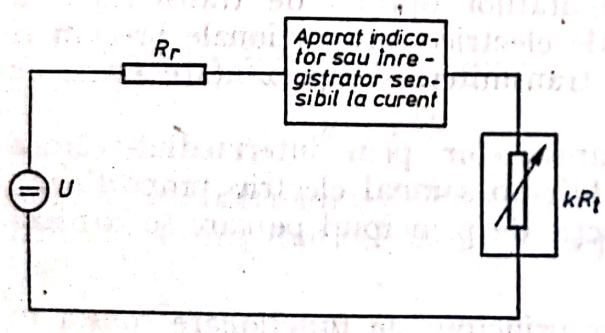


Fig. 3.1

$$i = \frac{U}{kR_t + R_r}, \qquad (3.1)$$

relație ce poate fi pusă în forma adimensională:

$$\frac{i}{i_{max}} = \frac{iR_r}{U} = \frac{1}{(kR_t/R_r) + 1}. \qquad (3.2)$$

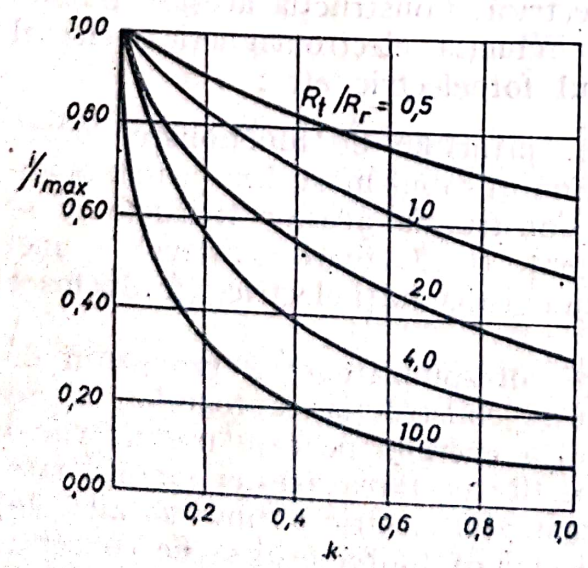


Fig. 3.2

Ecuația (3.2) este reprezentată în figura 3.2, unde pe abscisa diagramei s-a marcat valoarea mărimii de intrare iar pe ordonată, cea a mărimii de ieșire. Din analiza figurii 3.2 rezultă că dependența dintre mărimea de ieșire și cea de intrare este neliniară pentru acest circuit. De asemenea, se observă că valoarea mărimii de ieșire depinde de tensiunea de alimentare a circuitului, iar sensibilitatea acestuia crește odată cu creșterea raportului R_t/R_r.

În concluzie, un asemenea circuit va reclama, datorită neliniarității sale, o etalonare prealabilă. Pentru ca etalonarea să fie valabilă este necesar ca tensiunea de alimentare să fie riguros controlată.

Scanned with OKEN Scanner

3.1.2. Circuitul cu divizor de tensiune

Şi acest circuit este utilizat, de regulă, pentru traductoarele de tip rezistiv. El este format (fig. 3.3) dintr-o sursă de alimentare de tensiune U, o rezistenţă de balast (R_b), un aparat de măsurare, sensibil la tensiune şi traductorul propriu-zis reprezentat şi în acest caz printr-o rezistenţă variabilă (kR_t).

Rolul principal al rezistenţei de balast este acela de a permite aparatului de măsurare să sesizeze modificarea rezistenţei traductorului prin intermediul variaţiei căderii de tensiune la bornele acestuia. De asemenea, rezistenţa de balast mai are rolul de a limita curentul prin circuit la scăderea excesivă a rezistenţei traductorului, precum şi rolul de a asigura o anumită sensibilitate a circuitului de măsurare.

Admiţînd că impedanţa aparatului de măsurare este foarte mare şi deci valoarea curentului care îl parcurge este neglijabilă, se va obţine, în conformitate cu legea lui Ohm:

$$i = \frac{U}{R_b + kR_t}. \tag{3.3}$$

Notînd cu U_e căderea de tensiune la bornele traductorului se determină:

$$U_e = i(kR_t) = \frac{UkR_t}{R_b + kR_t}, \tag{3.4}$$

sau, în formă adimensională:

$$\frac{U_e}{U} = \frac{kR_t/R_b}{1 + kR_t/R_b} = \frac{1}{1 + R_b/kR_t}. \tag{3.5}$$

Această dependenţă este reprezentată în figura 3.4.

Se observă şi în acest caz că dependenţa dintre mărimea de ieşire şi cea de intrare este neliniară iar valoarea mărimii de ieşire depinde direct proporţional de mărimea tensiunii de alimentare. Ca urmare, este necesar un control riguros al tensiunii de alimentare şi o etalonare prealabilă a circuitului.

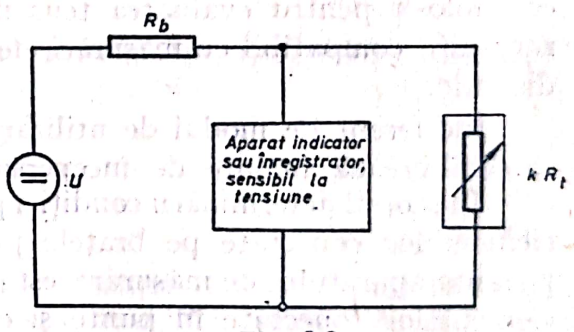


Fig. 3.3

Definind sensibilitatea circuitului ca raportul între variaţia elementară a tensiunii de ieşire şi variaţia elementară a mărimii de intrare:

$$S = \frac{dU_e}{dk} = \frac{R_b R_t}{(R_b + kR_t)^2} U = \frac{R_b/kR_t}{(1 + R_b/kR_t)^2} \frac{U_t}{k}, \tag{3.6}$$

valorile extreme ale sensibilităţii se vor obţine atunci cînd este îndeplinită condiţia:

$$\frac{dS}{dR_b} = \frac{UR_t(kR_t - R_b)}{(R_b + kR_t)^3} = 0. \tag{3.7}$$

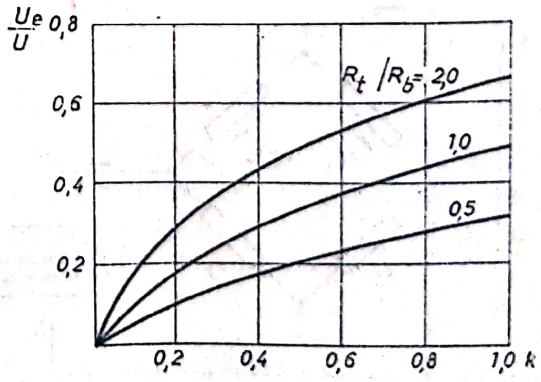


Fig. 3.4

Această condiție este satisfăcută de valorile: $R_b = \infty$, situație lipsită de semnificație practică, corespunzătoare valorii minime a sensibilității și $R_b = kR_t$, situație în care sensibilitatea circuitului are valoarea maximă. Întrucît kR_t este o mărime variabilă, condiția de maximum nu poate fi îndeplinită decît pentru o valoare dată lui kR_t, care trebuie să corespundă acelui punct al domeniului de măsurare, în jurul căruia urmează să fie folosit traductorul.

3.1.3. Circuitul în punte

Puntea de impedanțe; condiții de echilibru. Punțile de măsurare reprezintă modul cel mai răspîndit de conectare în circuit a traductoarelor electrice de tip modulator. Configurația generală a unei punți de măsurare este indicată în figura 3.5. Elementele care se conectează pe brațele punții pot fi orice fel de impedanțe complexe z. În consecință, modalitatea de conectare în punte este studiată pentru toate tipurile de traductoare modulatoare: rezistive, inductive sau capacitive.

Puntea poate fi utilizată în tehnica măsurărilor în două moduri distincte:

— punte echilibrată (măsurări la nul), la care schimbările survenite pe brațele punții sînt compensate prin ajustarea unui element reglabil prevăzut pe unul din brațe. Aparatul de măsurare este utilizat numai pentru detectarea situației de echilibru a punții. Acest mod de utilizare este compatibil numai cu măsurările efectuate în regim static, sau cu compensare automată;

— punte dezechilibrată (metoda deviației), la care schimbările survenite pe brațele punții produc un dezechilibru al acesteia iar aparatul de măsurare este folosit pentru evaluarea tensiunii de dezechilibru. Acest mod de utilizare este compatibil cu măsurări efectuate atît în regim static cît și în regim dinamic.

Indiferent de modul de utilizare, pentru minimalizarea erorilor, puntea se echilibrează înainte de începerea măsurărilor.

În scopul determinării condiției pe care trebuie să o îndeplinească mărimile elementelor conectate pe brațele punții, se admite pentru început, că impedanța aparatului de măsurare este mult mai mare în raport cu impedanțele elementelor conectate în punte și curentul prin aparatul de măsurare este complet neglijabil. În aceste condiții se obține la echilibru:

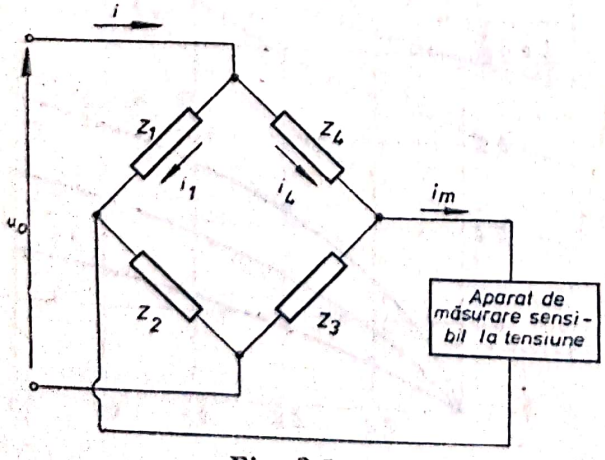


Fig. 3.5

$$u_e = \left[\frac{z_1}{z_1 + z_2} - \frac{z_4}{z_4 + z_3}\right] u_0 = 0, \quad (3.8)$$

ceea ce se reduce la:

$$z_1 z_3 = z_2 z_4. \quad (3.9)$$

Deci, condiția de echilibru a punții este exprimată prin egalitatea produselor dintre impedanțele conectate pe brațele opuse ale punții.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul general, al unei punți de impedanțe complexe, mărimile z pot fi exprimate ca:

$$z = Ze^{j\varphi} = R + jX, \tag{3.10}$$

unde R reprezintă rezistența și X reactanța impedanței considerate.

Cu aceste notații condiția de echilibru (3.9) devine:

$$Z_1 Z_3 e^{j(\varphi_1+\varphi_3)} = Z_2 Z_4 e^{j(\varphi_2+\varphi_4)}, \tag{3.11}$$

sau

$$(R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) = (R_2 + jX_2)(R_4 + jX_4). \tag{3.12}$$

Se observă că, dată fiind natura complexă a impedanțelor, echilibrarea punții reclamă satisfacerea simultană a două condiții:

— echilibrarea de modul:

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4, \tag{3.13}$$

adică:

$$R_1 R_3 - X_1 X_3 = R_2 R_4 - X_2 X_4 \tag{3.13'}$$

— echilibrarea de fază:

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4, \tag{3.14}$$

adică

$$X_1 R_3 + X_3 R_1 = X_2 R_4 + X_4 R_2. \tag{3.14'}$$

Echilibrul punții poate fi obținut prin satisfacerea unei singure condiții doar în trei cazuri:

— punte rezistivă, situație în care, prin absența elementelor reactive ($X=0$), condiția de echilibru dedusă din relațiile (3.13') și (3.14') se reduce la:

$$R_1 R_3 = R_2 R_4; \tag{3.15}$$

— punte capacitivă *, situație în care, prin absența elementelor rezistive ($R=0$), condiția de echilibru dedusă din relațiile (3.13') și (3.14') se reduce la:

$$X_1 X_3 = X_2 X_4, \tag{3.16}$$

adică

$$C_1 C_3 = C_2 C_4; \tag{3.16'}$$

— punte în care două brațe alăturate conțin numai rezistențe iar celelalte două brațe numai capacități. În această situație, condiția de echilibru, dedusă din (3.13') și (3.14') se reduce la:

$$X_1 R_3 = X_2 R_4, \tag{3.17}$$

sau

$$X_3 R_1 = X_4 R_2. \tag{3.17'}$$

În toate cazurile practice vor apărea, însă, elemente de dezechilibrare datorită îmbătrînirii componentelor electrice, a rezistențelor și capacităților parazite ale cablajelor etc. Din această cauză punțile trebuie prevăzute, indiferent de configurația lor, cu o dublă posibilitate de echilibrare: rezistivă și respectiv reactivă (de regulă capacitivă).

* Puntea pur inductivă nu poate exista practic, deoarece orice bobină se caracterizează pe lîngă inductanța ei și prin rezistența ohmică a conductorului din care este realizată înfășurarea. Deci, o punte pur reactivă nu poate fi obținută decît în varianta capacitivă.

Scanned with OKEN Scanner

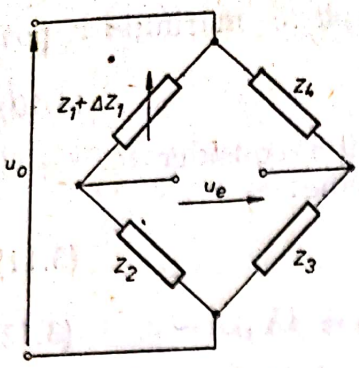


Fig. 3.6

3.1.3.2. **Sensibilitatea circuitelor în punte.** Pentru stabilirea performanțelor privind sensibilitatea punților de impedanțe, se consideră puntea din figura 3.6 la care pe unul din brațe a fost conectat un traductor de tip modulator, reprezentat printr-o impedanță variabilă $z_1 + \Delta z_1$.

Înainte de introducerea traductorului în operația de măsurare, puntea se găsește în situația de echilibru, deci:

$$z_1 z_3 = z_2 z_4, \tag{3.18}$$

sau:

$$\frac{z_2}{z_1} = \frac{z_3}{z_4} = A. \tag{3.18'}$$

În urma aplicării mărimii de intrare asupra traductorului, impedanța acestuia se modifică devenind $z_1+\Delta z_1$ iar puntea se dezechilibrează cu valoarea u_e. În condiții de punte dezechilibrată, conform relației (3.8) se determină:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{z_1 + \Delta z_1}{z_1 + \Delta z_1 + z_2} - \frac{z_4}{z_4 + z_3} = \frac{z_3(z_1 + \Delta z_1) - z_4 z_2}{(z_1 + \Delta z_1 + z_2)(z_3 + z_4)}. \tag{3.19}$$

Ținînd seama de relația (3.18) și admițînd că variația impedanței traductorului este neglijabilă în raport cu suma impedanțelor conectate pe brațele alăturate ale punții:

$$\Delta z_1 \ll (z_1 + z_2), \tag{3.20}$$

relația (3.19) se reduce la:

$$\frac{u_e}{u_0} \cong \frac{\Delta z_1}{z_1} \frac{z_1 z_3}{(z_1 + z_2)(z_3 + z_4)} = \frac{\Delta z_1}{z_1} \frac{A}{(1 + A)^2}. \tag{3.21}$$

În consecință, sensibilitatea punții, exprimată ca raport între variația relativă a tensiunii de dezechilibru și variația relativă a impedanței traductorului, va fi precizată de relația:

$$S = \frac{u_e/u_0}{\Delta z_1/z_1} = \frac{A}{(1 + A)^2}. \tag{3.22}$$

Se constată că, sensibilitatea S este o cantitate complexă, ca de altfel și mărimea A a raportului dintre impedanțele conectate pe brațele alăturate ale punții. Aceste mărimi vor fi definite deci, prin modulele lor $|S|$, respectiv $|A|$ și fazele corespunzătoare φ_S, respectiv φ_A. Dependența complexă precizată de relația (3.22) este reprezentată în figurile 3.7 și 3.8.

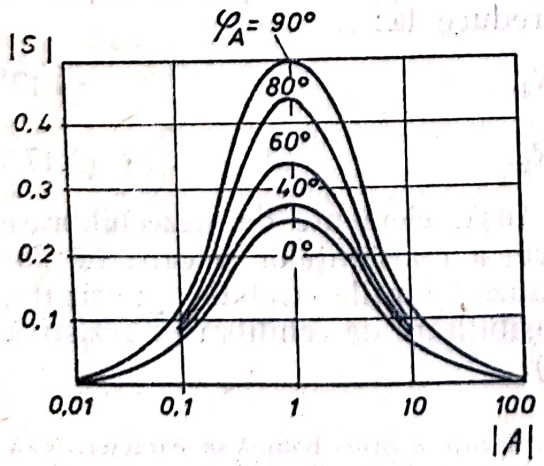


Fig. 3.7

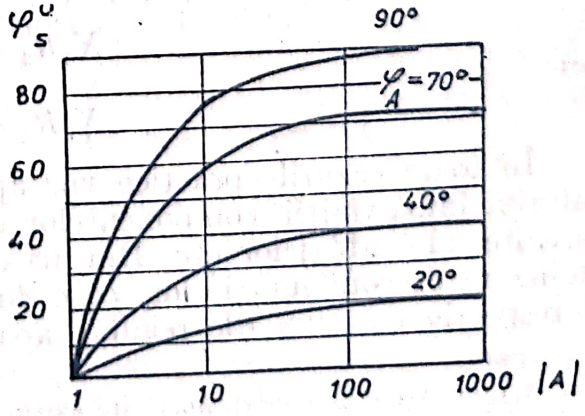


Fig. 3.8

Scanned with OKEN Scanner

Se observă că maximumul sensibilității se obține întotdeauna pentru $A = 1$, adică la o punte cu brațe egale. Astfel, la o punte complet rezistivă ($\varphi_A = 0$), cu brațe egale, sensibilitatea are valoarea $S \cong 0{,}25$. Sensibilitatea maximă se obține la o punte cu $\varphi_A = 90°$ (inductanță pe un braț, capacitate în brațul opus și rezistențe pe celelalte două brațe) și are valoarea $S_{max} \cong 0{,}5$.

Această situație face ca, în majoritatea cazurilor întîlnite în tehnica măsurărilor, să se utilizeze punțile cu brațe egale. De asemenea, din considerente impuse de realizarea practică a dispozitivelor de echilibrare, se preferă utilizarea punților, fie complet rezistive, fie complet reactive.

Pentru a se evidenția principalele proprietăți ale circuitelor în punte, se consideră în continuare numai punți rezistive cu brațe egale ($A = 1$). Această configurație prezintă o importanță practică deosebită întrucît ea constituie situația cea mai frecvent utilizată la traductoarele tensometrice de tip rezistiv.

a) **Punte cu un singur element activ** (fig. 3.9). Particularizînd pentru acest caz relația (3.19) se obține:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{R\Delta R}{(2R + \Delta R) \cdot 2R} = \frac{1}{4} \frac{\Delta R}{R} \frac{1}{1 + \Delta R/2R}. \qquad (3.23)$$

În figura 3.10 este reprezentată grafic relația (3.23). Se observă că dependența dintre mărimea de ieșire (tensiunea de dezechilibru) și mărimea de intrare (variația rezistenței) este neliniară.

Abaterea de la liniaritate poate fi apreciată prin comparație cu dependența liniară aproximativă:

$$\left[\frac{u_e}{u_0}\right]_a = \frac{\Delta R}{4R}, \qquad (3.24)$$

drept eroare relativă procentuală:

$$e_r = \frac{(u_e/u_0)_a - u_e/u_0}{(u_e/u_0)_a} 100 = \left[1 - \frac{1}{1 + \Delta R/2R}\right] 100 \ [\%]. \qquad (3.25)$$

Conform acestei relații rezultă că, pentru o variație relativă de 1% a rezistenței traductorului, eroarea de neliniaritate a punții este: $e_r = 0{,}5\%$. Se observă că, pentru a menține la valori coborîte eroarea de neliniaritate a măsurării este necesar ca, pentru această configurație a punții, variația relativă a rezistenței traductorului să fie foarte mică ($\Delta R/R = 0{,}01 \ldots 0{,}02$).

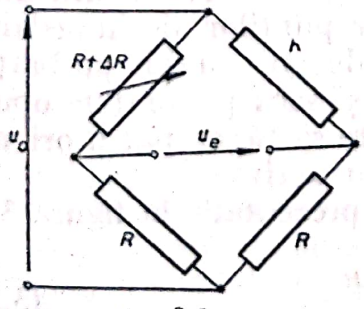


Fig. 3.9

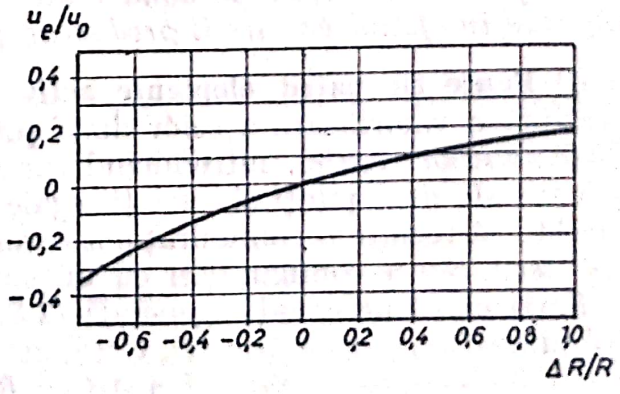


Fig. 3.10

Scanned with OKEN Scanner

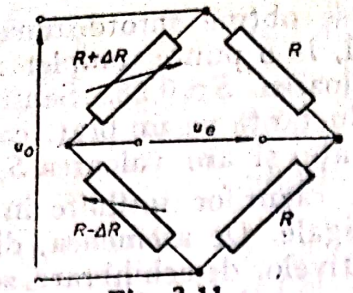


Fig. 3.11

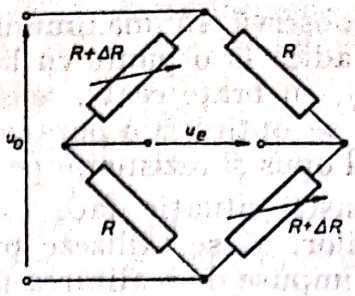


Fig. 3.12

b) **Punte cu două elemente active conectate pe braţe alăturate** (fig. 3.11). Pentru a scoate mai clar în evidenţă proprietăţile acestei configuraţii s-a considerat că variaţiile rezistenţelor celor doi traductori sînt egale şi de sens contrar. Particularizînd ecuaţia generală a punţii (3.8) la cazul reprezentat în figura 3.11, rezultă:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{R+\Delta R}{2R} - \frac{R}{2R} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta R}{R}. \tag{3.26}$$

Se constată că, pentru această configuraţie, dependenţa între mărimea de ieşire şi cea de intrare este liniară, iar sensibilitatea dublă faţă de cea a configuraţiei cu un singur element activ. Se mai observă de asemenea, cu ajutorul relaţiei (3.8), că dacă modificările rezistenţelor celor două traductoare sînt egale şi de acelaşi sens, echilibrul punţii nu este perturbat.

În consecinţă, se deduce o proprietate importantă a punţilor de impedanţe şi anume: *modificările survenite pe două braţe alăturate ale unei punţi de impedanţe se scad în efectul pe care îl produc asupra tensiunii de dezechilibru a punţii.*

c) **Punte cu două elemente active conectate în braţe opuse** (figura 3.12). Particularizînd din nou ecuaţia generală (3.8) la această configuraţie se obţine:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{R+\Delta R}{2R+\Delta R} - \frac{R}{2R+\Delta R} = \frac{1}{2}\,\frac{\Delta R}{R}\,\frac{1}{1+\Delta R/2R}. \tag{3.27}$$

Se observă că relaţia (3.27) are o structură analogă cu (3.23), singura deosebire constînd în valoarea coeficientului termenului drept care determină, pentru configuraţia studiată, o sensibilitate dublă faţă de ceea a configuraţiei cu un singur element activ. Eroarea de neliniaritate va fi precizată şi în acest caz tot de relaţia (3.25).

Se deduce astfel o a doua proprietate importantă a punţilor de impedanţe: *modificările survenite pe două braţe opuse ale unei punţi de impedanţe se însumează în efectul pe care îl produc asupra tensiunii de dezechilibru a punţii.*

d) **Punte cu patru elemente active** (figura 3.13). Această configuraţie reprezintă o valorificare a celor două proprietăţi ale punţilor de impedanţe, deduse anterior. Astfel, introducînd variaţii egale şi de sens contrar pe braţele alăturate ale unei punţi şi variaţii egale şi de acelaşi sens pe braţele opuse, va trebui să rezulte o configuraţie a cărei sensibilitate să fie de patru ori mai mare decît cea a configuraţiei cu un singur element activ.

Particularizînd ecuaţia generală (3.8) la puntea prezentată în figura 3.13 se obţine:

$$\frac{u_e}{u_0} = \frac{R+\Delta R}{2R} - \frac{R-\Delta R}{2R} = \frac{\Delta R}{R}. \tag{3.28}$$

Scanned with OKEN Scanner

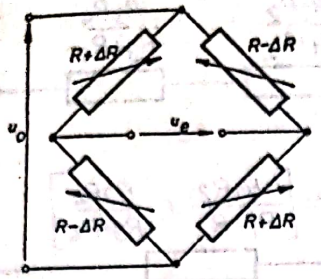


Fig. 3.13

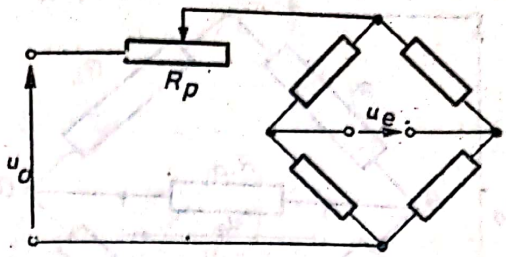


Fig. 3.14

Se observă că, într-adevăr, sensibilitatea a crescut de patru ori față de cea indicată de relația (3.24) iar dependența dintre mărimea de ieșire și cea de intrare a devenit perfect liniară.

Indiferent de configurația punții, se constată că mărimea de ieșire (tensiunea de dezechilibru) depinde direct proporțional de valoarea tensiunii de alimentare. În consecință și pentru circuitele în punte este necesar să se utilizeze surse de alimentare în tensiune stabilizată; altfel, eventualele fluctuații ale tensiunii de alimentare se pot confunda cu variații ale mărimii măsurate. Această problemă dispare doar în cazul măsurărilor prin metoda la nul.

Reglarea sensibilității punții se poate realiza comod cu ajutorul unui potențiometru în conformitate cu schema din figura 3.14.

3.1.3.3. **Influența impedanței aparatului de măsurare asupra performanțelor punții.** În toate considerațiile făcute pînă în prezent s-a admis că circuitul, între bornele de ieșire ale punții, este deschis. Pentru măsurarea tensiunii de dezechilibru a punții trebuie conectat în circuit un aparat de măsurare a cărui impedanță, oricît de mare ar fi, are totuși o valoare finită. În scopul evaluării influenței pe care o exercită impedanța aparatului de măsurare R_{in}, asupra rezultatului măsurării, se consideră o punte rezistivă (fig. 3.15, *a*), care se reduce cu ajutorul teoremei lui Thévenin (Anexa 8) la un circuit echivalent (figura 3.15, *e*).

Curentul prin circuitul echivalent este:

$$i = \frac{u_e}{R_{in} + R_0} = \frac{u_0\left[\dfrac{R_1}{R_1 + R_2} - \dfrac{R_4}{R_3 + R_4}\right]}{R_{in} + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \dfrac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}}, \tag{3.29}$$

iar tensiunea măsurată:

$$u_m = iR_{in} = \frac{u_e R_{in}}{R_{in} + R_0}, \tag{3.30}$$

deci:

$$\frac{u_m}{u_e} = \frac{1}{1 + R_0/R_{in}}. \tag{3.31}$$

Se constată că, la conectarea în circuit a aparatului de măsurare, rezultă o încărcare a punții care determină o reducere a tensiunii de dezechilibru măsurate. Astfel, dacă impedanța aparatului de măsurare este de o sută de ori

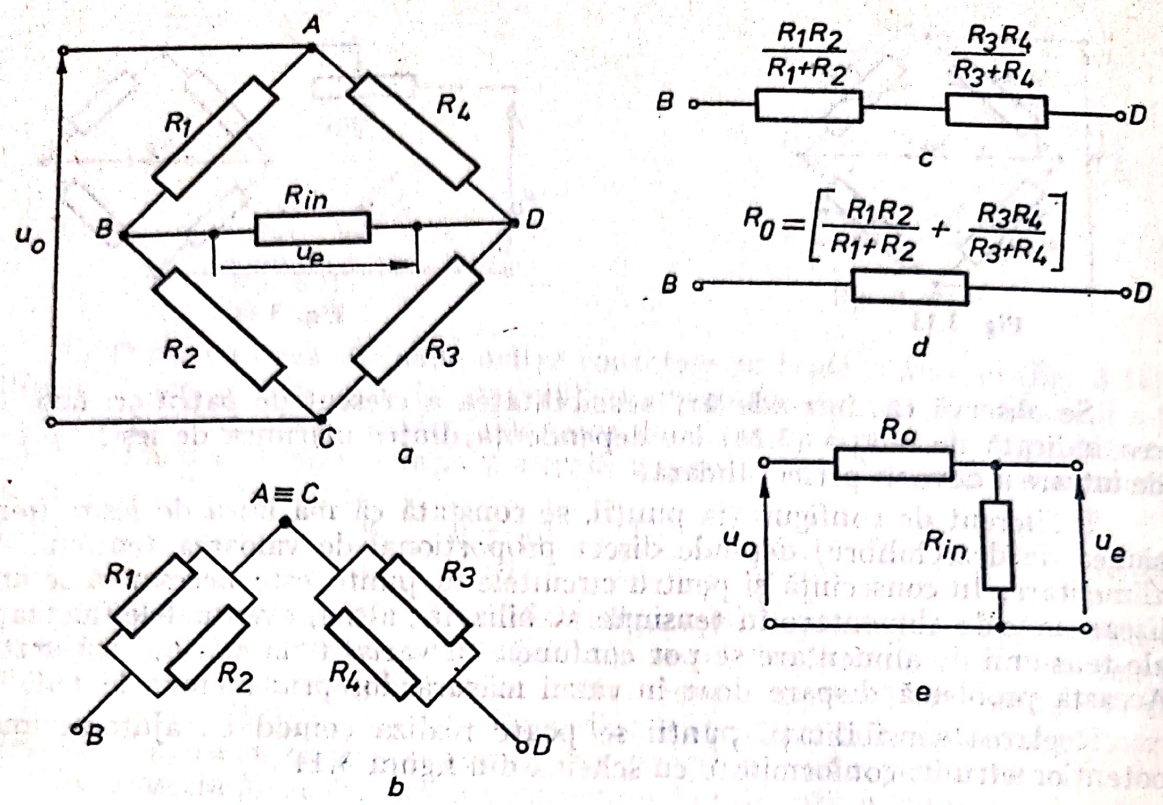


Fig. 3.15

mai mare decît impedanța echivalentă a punții ($R_{in} \geqslant 100R_0$), eroarea introdusă de conectarea aparatului de măsurare:

$$e_r = \left[1 - \frac{u_m}{u_e}\right] 100 = \left[1 - \frac{1}{1 + R_0/R_{in}}\right] 100, \qquad (3.32)$$

este de aproximativ 1%.

3.1.3.4. **Metoda de echilibrare a punților rezistive.** Conform celor arătate în § 3.1.3.2, traductorul poate să constituie unul sau două brațe ale punții, eventual, chiar întregul circuit în punte. Întrucît puntea trebuie perfect echilibrată înainte de începerea măsurării este necesar să se prevadă în circuit, elemente ajustabile, cu ajutorul cărora să poată fi efectuată echilibrarea. Traductorul se plasează, de regulă, la o anumită distanță de locul unde este concentrată aparatura de măsurare și unde urmează să se plaseze și dispozitivul de echilibrare împreună cu restul circuitului în punte. Modalitățile de conectare a traductorului în punte și posibilitățile de echilibrare ale acesteia sînt prezentate în continuare pentru diversele configurații posibile.

a) **Traductorul formează un braț al punții.** Circuitul de conectare recomandat este indicat în figura 3.16.

Se observă că traductorul a fost conectat cu un cablu trifilar, astfel încît unul din fire să folosească la alimentarea punții iar celelalte două să apară pe brațe alăturate ale acesteia. Deci, eventualele modificări survenite în caracteristicile electrice ale cablului (datorate îmbătrînirii, temperaturii etc.), avînd același sens, se vor anula în efectul pe care îl determină asupra tensiu-

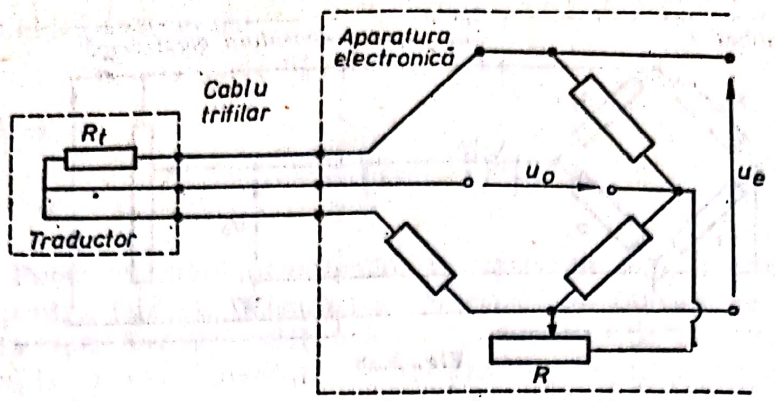


Fig. 3.16

nii de dezechilibru. Acest mod de conectare este indispensabil în cazul utilizării unor cabluri de lungime mare (distanță mare între locul de măsurare și cel de instalare a aparaturii).

Pentru ca potențiometrul R, care servește la echilibrarea punții, să nu reducă sensibilitatea acesteia, prin efect de șuntare, este necesar ca rezistența lui să fie relativ mare:

$$R = (10 \dots 20)\, R_t. \tag{3.33}$$

Se poate folosi și varianta: potențiometru de valoare mai redusă intercalat între două rezistențe fixe.

b) **Traductorul formează două brațe ale punții.** Circuitul de conectare recomandat este indicat în figura 3.17.

Se observă că, în acest caz, traductorul poate fi conectat cu ajutorul unui cablu bifilar, cele două fire aparținînd și aici la două brațe alăturate ale punții.

Determinarea valorii rezistenței maxime a potențiometrului R se face pe baza considerentului că, abaterile relative de la valoarea nominală a rezistențelor traductorului, sînt mici:

$$\varepsilon = \frac{\delta R_t}{R_t} \leqslant 0{,}05. \tag{3.34}$$

Admițînd abaterea maximă posibilă: $(R_t + \delta R)$ pentru un braț și $(R_t - \delta R)$ pentru celălalt, rezultă din aplicarea condiției de echilibru a punții (3.9):

$$(R_t + \delta R)\, R_0 = (R_t - \delta R)\, (R_0 + R), \tag{3.35}$$

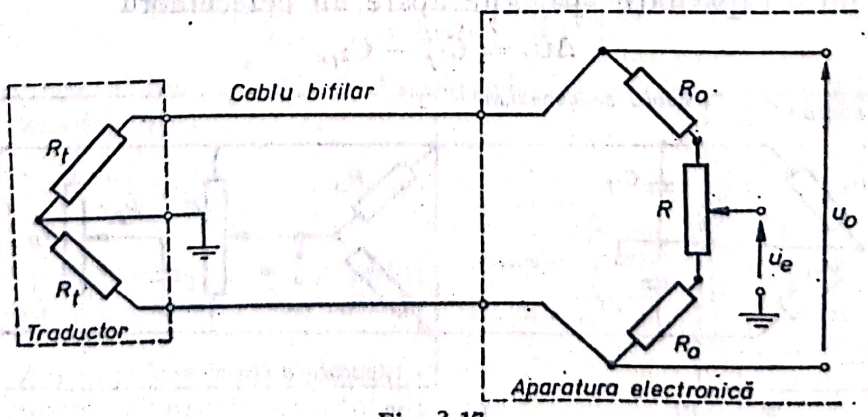


Fig. 3.17

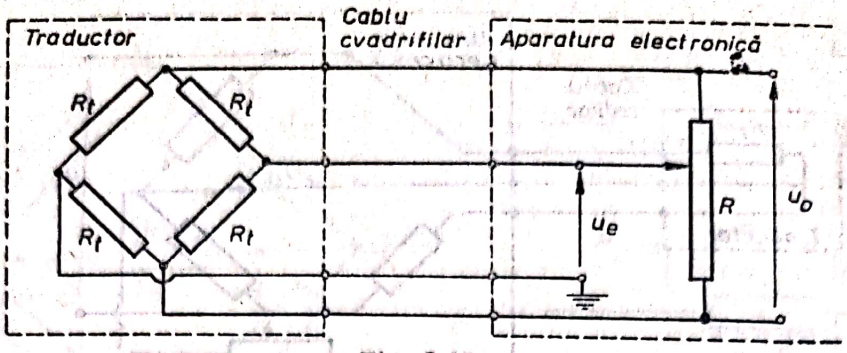


Fig. 3.18

sau folosind notaţia (3.34) şi neglijînd pe δ^2 în raport cu unitatea:

$$\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}=\frac{(1+\varepsilon)^2}{1-\varepsilon^2}\cong 1+2\varepsilon\cong 1+\frac{R}{R_0}, \tag{3.36}$$

de unde rezultă în final:

$$R\cong 2\varepsilon R_0. \tag{3.37}$$

c) **Traductorul formează întregul circuit în punte.** Schema de conectare este indicată în figura 3.18. În acest caz traductorul este conectat cu ajutorul unui cablu cvadrifilar iar circuitul exterior traductorului este format numai din potenţiometrul de echilibrare R. Condiţia pe care trebuie să o îndeplinească rezistenţa totală a potenţiometrului este exprimată tot de relaţia (3.33).

Din considerente legate de prelucrarea ulterioară a semnalului furnizat de punte, în majoritatea cazurilor se recurge la alimentarea circuitului cu tensiune alternativă. În această situaţie capacităţile parazite ale cablajului pot da naştere la un dezechilibru reactiv al punţii, care trebuie de asemenea anulat printr-un dispozitiv special de echilibrare. În figura 3.19 este reprezentată schema unei punţi rezistive cu două elemente active prevăzute cu dispozitive de echilibrare rezistivă şi reactivă (capacitivă). Capacităţile parazite care apar între braţele punţii au fost notate cu C_{1_f} şi C_{2_f}. În vederea echilibrării reactive a fost prevăzut dispozitivul format din potenţiometrul R_p şi capacitatea C. Acest dispozitiv introduce pe braţele punţii, în paralel cu capacităţile parazite, două capacităţi:

$$C_1'=\frac{r}{R_p}C \quad \text{şi} \quad C_2'=\frac{R_p-r}{R_p}C. \tag{3.38}$$

Dacă între capacităţile parazite apare un dezechilibru

$$\Delta C_f=C_{1_f}-C_{2_f}, \tag{3.39}$$

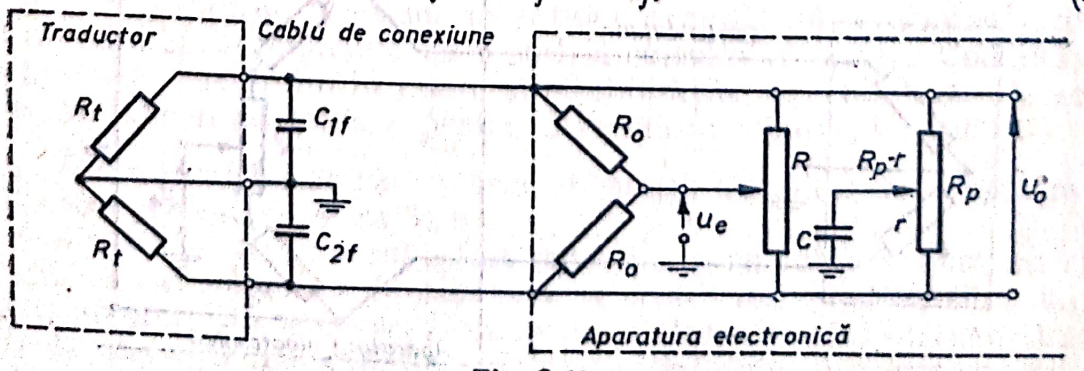


Fig. 3.19

condiția de echilibrare va fi:

$$\Delta C_f = C_2' - C_1' = \frac{R_p - 2r}{R_p} C, \tag{3.40}$$

ceea ce determină:

$$r = \frac{R_p}{2}\left(1 - \frac{\Delta C_f}{C}\right). \tag{3.41}$$

3.1.3.5. **Punți cu transformatoare.** O variantă a circuitului în punte, interesantă pentru tehnica măsurărilor, o constituie puntea cu transformator Această punte este frecvent utilizată cu traductoare de tip inductiv deoarece este mai simplă și mai sensibilă decît puntea de impedanțe. O variantă simplă de asemenea punte este reprezentată în figura 3.20.

Puntea constă din două bucle de curent, în care acționează tensiunile u_1, respectiv u_2 și în care sînt conectate impedanțele z_1, respectiv z_2. Condiția de echilibru este determinată de egalitatea curenților prin cele două impedanțe:

$$\frac{u_1}{z_1} = \frac{u_2}{z_2}, \tag{3.42}$$

deci echilibrarea va putea fi realizată fie prin modificarea punctului de priză de pe înfășurarea secundară a transformatorului, fie prin modificarea valorii impedanțelor conectate în circuit.
Admițînd o construcție simetrică a punții:

$$u_1 = u_2 = u_0 = \text{const.}, \tag{3.43}$$

rezultă la echilibru:

$$z_1 = z_2 = z. \tag{3.44}$$

Considerînd că impedanța z_1 reprezintă un traductor și că în timpul măsurării ea variază cu cantitatea $+\Delta z$, variația curentului prin circuit va fi:

$$\Delta i = \frac{2u_0}{2z} - \frac{2u_0}{2z + \Delta z} = \frac{u_0}{z} \frac{\Delta z/2z}{1 + \Delta z/2z}, \tag{3.45}$$

iar tensiunea de dezechilibru a punții

$$u_e = z\Delta i = u_0 \frac{\Delta z/2z}{1 + \Delta z/2z}. \tag{3.46}$$

Eroarea de neliniaritate a acestei punți va fi:

$$e_r = \left[1 - \frac{1}{1 + \Delta z/2z}\right] 100 \ [\%], \tag{3.47}$$

identică cu cea a unei punți de impedanțe de configurație asemănătoare (3.25), iar sensibilitatea:

$$S = \frac{u_e/u_0}{\Delta z/z} \cong \frac{1}{2}, \tag{3.48}$$

dublă în raport cu cea a unei punți de impedanțe de configurație asemănătoare.

Dacă transformatorul de alimentare este construit corect, raportul de

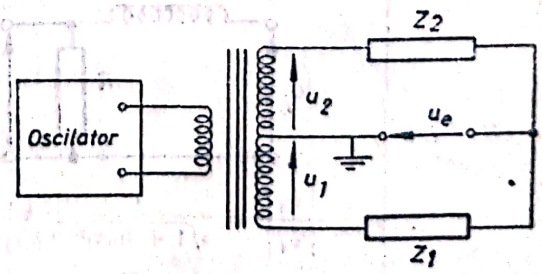


Fig. 3.20

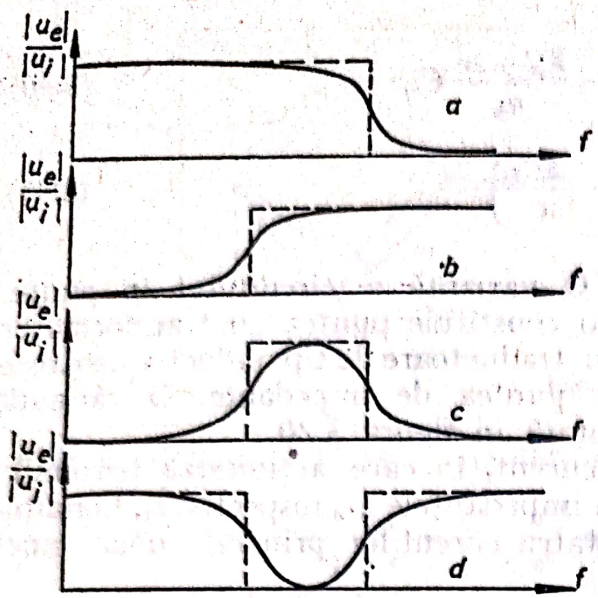


Fig. 3.21:
------ filtru ideal; —— filtru real;
a – filtru trece jos; *b* – filtru trece sus; *c* – filtru de bandă; *d* – filtru de rejecție de bandă.

tensiuni u_1/u_2 va fi practic real. În consecință și raportul de impedanțe z_1/z_2 trebuie să fie real, adică cele două impedanțe trebuie să aibă aceeași natură: ambele rezistențe, ambele inductanțe sau ambele capacități. Datorită impedanțelor parazite, pot apărea mici tensiuni de dezechilibru ale punții care se anulează cu ajutorul unui mic condensator variabil conectat la bornele unuia din brațe

3.2. FILTRE

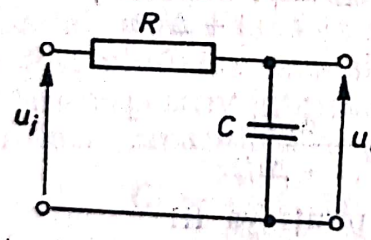
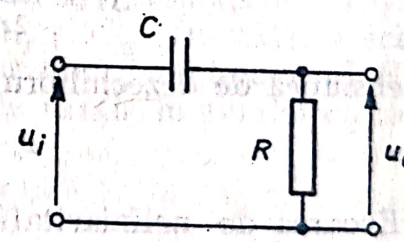
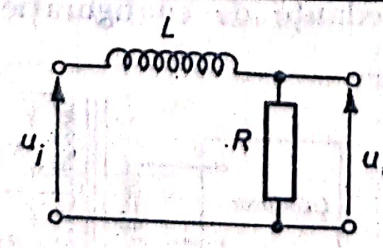
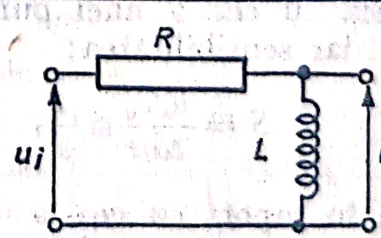
Filtrele sînt rețele electrice care se caracterizează prin proprietatea de a lăsa să treacă prin ele, numai anumite porțiuni ale spectrului de frecvențe aparținînd unui semnal electric.

Din punctul de vedere al caracteristicii de frecvență, filtrele se împart în patru mari categorii, ilustrate în figura 3.21.

În tabelul 3.1 sînt prezentate principalele configurații ale filtrelor de tip: trece-jos și trece-sus, împreună cu ecuațiile de proiectare corespunzătoare.

Tabelul 3.1

Filtre electrice

Tipul filtrului	Trece jos	Trece sus
$R-C$	 $\frac{\lvert u_e\rvert}{\lvert u_i\rvert}=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}};\ \tau=RC$ $\varphi=\operatorname{arctg}(-\omega\tau)$	 $\frac{\lvert u_e\rvert}{\lvert u_i\rvert}=\frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau)^2}};\ \tau=RC$ $\varphi=\operatorname{arctg}(1/\omega\tau)$
$R-L$	 $\frac{\lvert u_e\rvert}{\lvert u_i\rvert}=\frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau)^2}};\ \tau=\frac{L}{R}$ $\varphi=\operatorname{arctg}(-\omega\tau)$	 $\frac{\lvert u_e\rvert}{\lvert u_i\rvert}=\frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega\tau)^2}};\ \tau=\frac{L}{R}$ $\varphi=\operatorname{arctg}(1/\omega\tau)$

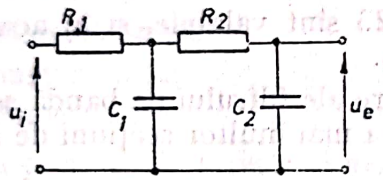
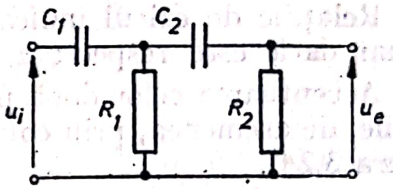
Scanned with OKEN Scanner

Se constată, pentru filtrele prezentate în tabelul 3.1, că, din punct de vedere dinamic, ele constituie sisteme de ordinul I. Aceste sisteme au fost analizate în detaliu în paragraful 2.2, unde s-a dedus că atenuarea raportului de amplitudini variază treptat cu frecvența atingînd o pantă de 6 dB/octavă. În consecință, filtrele prezentate în tabelul 3.1, nu au o „frecvență de tăiere" foarte bine delimitată. Accentuarea pantei de atenuare a filtrului se poate obține prin conectarea în serie a mai multor secțiuni de filtrare de tipul celor prezentate în tabelul 3.1.

Două asemenea configurații, obținute prin conectarea în serie a unor secțiuni de filtrare de tip $R—C$, sînt ilustrate în tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

Cuplarea în serie a secțiunilor de filtrare

Filtru trece jos	Filtru trece sus
	
$\frac{\lvert u_e \rvert}{\lvert u_i \rvert} = \frac{1}{1+(\omega\tau)^2}$; $\tau = R_1C_1 = R_2C_2$	$\frac{\lvert u_e \rvert}{\lvert u_i \rvert} = \frac{1}{1+\left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}$; $\tau = R_1C_1 = R_2C_2$
$R_2 \geqslant 10R_1$	$R_2 \geqslant 10R_1$

Relațiile de calcul indicate în tabelul 3.2 sînt valabile numai dacă, secțiunea de filtru adăugată nu încarcă apreciabil secțiunea de filtrare precedentă. Această condiție este realizată pentru:

$$R_2 \geqslant 10R_1. \tag{3.49}$$

În mod analog se pot conecta și secțiuni de tipul $R—L$. Prin conectarea în serie a două secțiuni de filtrare, se constată că, panta de atenuare crește la 12 dB/octavă. În figura 3.22 este reprezentată caracteristica de frecvență a două filtre trece-jos realizate în variantele: o secțiune de filtrare $R—C$ și două secțiuni de filtrare $R—C$ conectate în serie.

Un filtru de bandă poate fi obținut prin conectarea în serie a unui filtru trece-jos cu un filtru trece-sus (figura 3.23). Filtrul $R_1—C_1$ este un filtru trece-jos care determină frecvența maximă de trecere, făcînd ca semnalul de intrare în filtrul $R_2—C_2$ să se reducă progresiv la depășirea

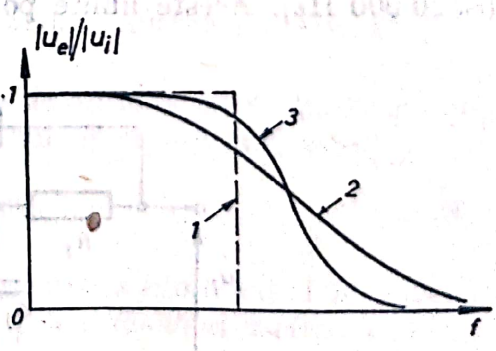


Fig. 3.22:
1 — frecvența de tăiere; *2* — o singură secțiune de filtrare; *3* — două secțiuni de filtrare

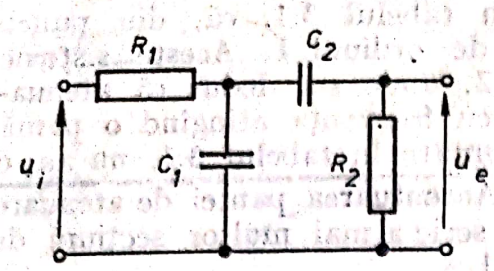


Fig. 3.23:

$\tau_1 = R_1C_1;\ \tau_2 = R_2C_2$

$$\frac{|U_e|}{|U_i|} = \frac{1}{\sqrt{(1+(\omega\tau_1)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1+\frac{1}{(\omega\tau_2)^2}}}$$

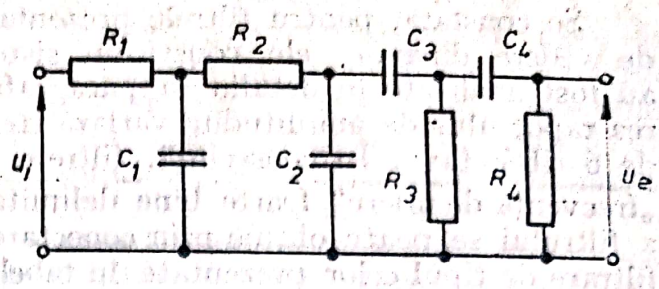


Fig. 3.24:

$\tau_1 = R_1C_1 = R_2C_2;\ \tau_2 = R_3C_3 = R_4C_4$

$$\frac{|U_e|}{|U_i|} = \frac{1}{1+(\omega\tau_1)^2} \cdot \frac{1}{1+\frac{1}{(\omega\tau_2)^2}}$$

frecvenței maxime. Filtrul R_2—C_2 determină frecvența minimă a benzii, nelăsînd să treacă semnalul primit de la filtrul R_1—C_1, pînă cînd frecvența acestuia nu depășește o valoare minimă.

Relațiile de calcul indicate în figura 3.23 sînt valabile, și în acest caz, numai dacă este respectată condiția (3.49).

Accentuarea celor două pante de atenuare ale filtrului de bandă se poate obține, de asemenea, prin conectarea în serie a mai multor secțiuni de filtrare (figura 3.24).

Și, în acest caz, relațiile indicate în figura 3.24 sînt valabile numai cu respectarea condiției (3.49), aplicate pentru fiecare nouă secțiune de filtrare adăugată ($R_3 \geqslant 10R_2$, $R_4 \geqslant 10R_3$).

Filtrele de rejecție de bandă se folosesc cu precădere în cazurile în care se pune problema eliminării unui semnal parazit care apare pe o frecvență preferențială. Un asemenea filtru poate fi obținut, de exemplu, prin conectarea în paralel a unui filtru trece-jos cu unul trece-sus (figura 3.25).

Pe lîngă filtrele realizate cu ajutorul componentelor pasive de tip R—L—C, în conformitate cu schemele descrise anterior, se pot obține circuite de filtrare și cu ajutorul componentelor active — tuburi sau tranzistoare. Utilizînd amplificatoare electronice ca elemente tampon în circuite cu reacție inversă, se pot realiza filtre cu limite de tăiere reglabile, de la valori foarte scăzute (~0,2 Hz) pînă la valori foarte ridicate ale frecvențelor de tăiere (~20 000 Hz). Aceste limite pot fi modificate în mod separat și continuu.

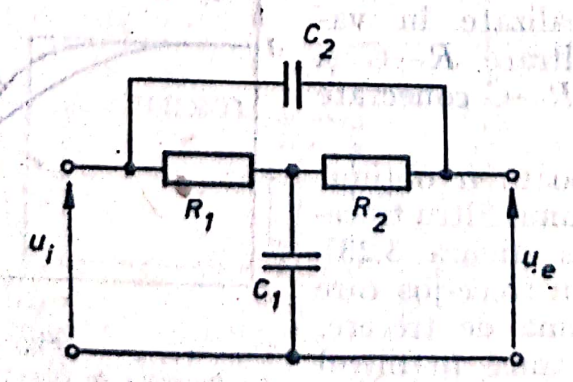


Fig. 3.25

3.3. AMPLIFICATOARE ELECTRONICE

Generalităţi. Amplificatoarele electronice sînt aparate care servesc la amplificarea semnalelor electrice sau la anumite prelucrări ale acestora. Odată cu dezvoltarea unei mari varietăţi de traductoare generatoare, capabile să transforme în tensiuni electrice proporţionale aproape orice altă mărime fizică, amplificatoarele electronice au căpătat o largă utilizare în tehnica măsurărilor.

Cerinţele impuse unui amplificator de măsurare sînt mai severe decît cele reclamate, de regulă, amplificatoarelor muzicale (utilizate în radio şi televiziune). Astfel, un amplificator de măsurare trebuie să se caracterizeze prin următoarele proprietăţi:

— factor de amplificare riguros constant;
— caracteristică statică de transfer-liniară;
— bandă largă de frecvenţe;
— absenţa sau limitarea la valori foarte reduse a derivei de zero;
— zgomote mici;
— insensibilitate faţă de semnale perturbatoare;
— impedanţă mare la intrare şi mică la ieşire.

Din punctul de vedere al modului de variaţie în timp a semnalului măsurat, se disting: amplificatoare de curent alternativ, pentru semnale variabile relativ rapid şi amplificatoare de curent continuu, pentru semnale statice sau lent variabile. O altă clasă de amplificatoare o constituie amplificatoarele operaţionale, utilizate pentru efectuarea, pe cale electrică, a unor operaţii matematice cu semnalele ce le sînt aplicate.

3.3.1. Amplificatoare de curent alternativ

Datorită proprietăţilor lor şi a simplităţii constructive, amplificatoarele de c.a. sînt cele mai frecvent folosite în tehnica măsurărilor. Ele pot fi utilizate numai pentru amplificarea semnalelor variabile în timp. În acest scop, cuplajul între etaje se realizează printr-un condensator de blocaj a componentei continue a semnalului, de unde şi denumirea de amplificatoare cu cuplaj RC (circuit de tip filtru trece-sus folosit la cuplarea etajelor amplificatorului).

În figura 3.26 s-au reprezentat două etaje de amplificare realizate cu tuburi electronice. Factorul de amplificare al unui asemenea etaj este:

$$A_V = \frac{u_e}{u_g} = -SR_{||}, \tag{3.50}$$

unde cu S s-a notat panta tubului iar cu $R_{||}$ rezistenţa combinaţiei în paralel a rezistenţei de grilă R_g, a celei de sarcină R_s şi a rezistenţei interne a tubului R_p:

$$R_{||} = \frac{R_g R_p R_s}{R_p R_g + R_p R_s + R_s R_g}. \tag{3.51}$$

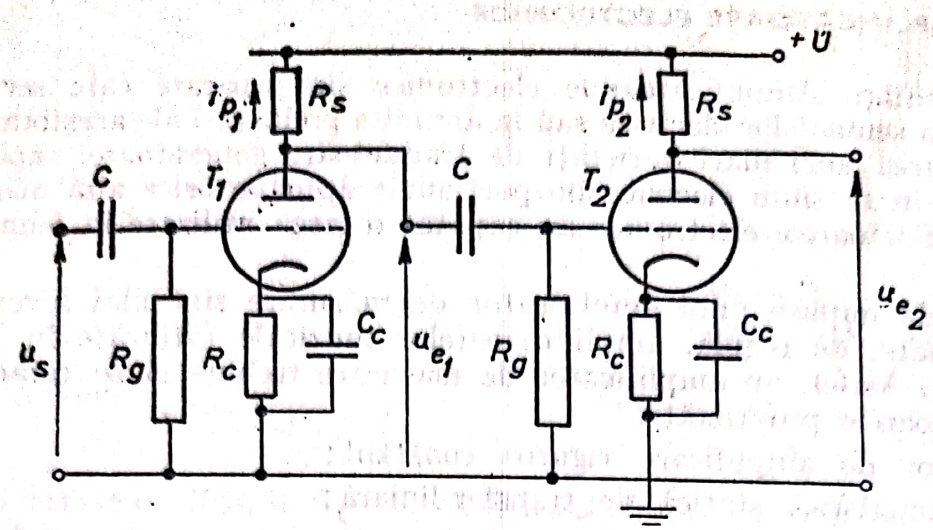


Fig. 3.26

Relaţia (3.50) arată că, tensiunea la ieşirea din etajul de amplificare este defazată cu 180° în urma semnalului aplicat la intrare. Valoarea factorului de amplificare, precizată de (3.50), este valabilă numai în domeniul frecvenţelor medii, întrucît, atît la frecvenţele joase cît şi la cele înalte valoarea factorului de amplificare scade şi defazarea se modifică. Figura 3.27 prezintă caracteristica de frecvenţă a unui etaj de amplificare împreună cu defazajele aferente.

Factorul de amplificare este deci o mărime complexă; el are expresii diferite în zona frecvenţelor joase şi cea a frecvenţelor înalte:

$$[A_V(j\omega)]_{jos} = \frac{-SR_{II}}{1 - j\dfrac{1}{2\pi f\tau_1}}, \tag{3.52}$$

$$[A_V(j\omega)]_{sus} = \frac{-SR_{II}}{1 + j2\pi f\tau_2}. \tag{3.53}$$

Amplificatorul se va caracteriza printr-o anumită valoare a lăţimii de bandă (L.B.), avînd sub acest aspect o caracteristică similară cu cea a unui filtru de bandă. Dacă se admit la limită atenuări de 3 dB (erori de ≈30%), valorile frecvenţelor limită vor fi:

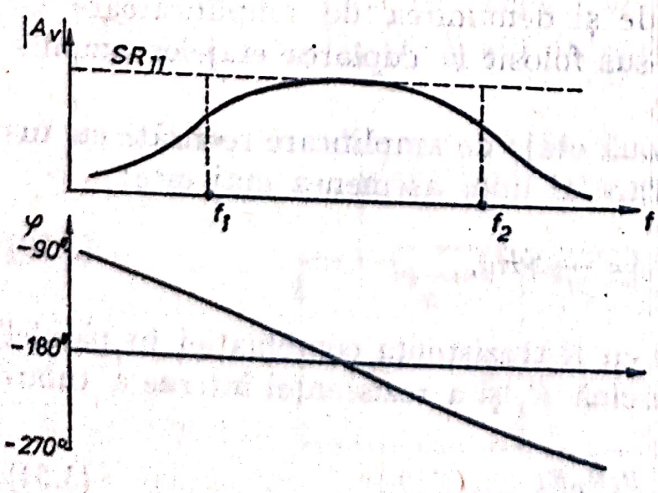


Fig. 3.27

$$f_1 = 1/2\pi\tau_1, \tag{3.54}$$

$$f_2 = 1/2\pi\tau_2, \tag{3.55}$$

unde τ_1 şi τ_2 sînt constantele de timp ale circuitelor echivalente la frecvenţe joase, respectiv înalte. Altfel:

$$\tau_1 = (R_0 + R_g)\,C, \tag{3.56}$$

unde R_0 este rezistenţa combinaţiei în paralel, a rezistenţei interne a tubului şi a rezistenţei de sarcină:

$$R_0 = R_p R_s/(R_p + R_s), \tag{3.57}$$

Scanned with OKEN Scanner

iar

$$\tau_2 = R_{||}C_{||}, \tag{3.58}$$

unde $C_{||}$ este capacitatea parazită totală, între anod și masă (capacitățile între electrozii tubului, capacitatea Miller și capacitățile dintre firele cablajelor):

$$C_{||} = C_{ac} + C_{gc} + C_M + C_f. \tag{3.59}$$

Dacă se impun limite mai severe, în privința atenuării admise a factorului de amplificare, lățimea de bandă se micșorează. Pentru un amplificator de măsură L.B. se definește, de regulă, între limitele de atenuare $\pm 0{,}5$ dB.

La cuplarea în serie a două sau mai multe etaje, factorul de amplificare crește:

$$A_V = A_{V_1} \cdot A_{V_2} \ldots, \tag{3.60}$$

iar panta de atenuare se accentuează de o manieră similară cu cea întîlnită la conectarea în serie a secțiunilor de filtrare (tab. 3.2), determinînd astfel o micșorare a lățimii de bandă a amplificatorului.

Posibilitatea de conectare a amplificatorului într-o instalație complexă de măsurare este determinată de valoarea rezistenței sale de intrare și respectiv de ieșire.

Rezistența de intrare a amplificatorului se determină prin conectarea, la bornele de intrare, a unei surse de t.e.m. și măsurarea curentului prin acest circuit; în prealabil amplificatorul este conectat la sarcina pe care el urmează să lucreze (fig. 3.28). Rezistența de intrare va fi $R_{in} = u/i_i$, ceea ce pentru un amplificator cu tuburi (care nu lucrează cu curent de grilă) determină:

$$R_{in} = R_g^{1)}. \tag{3.61}$$

Rezistența de ieșire a amplificatorului se determină prin scurtcircuitarea bornelor de intrare și conectarea pe bornele de ieșire a unei surse de t.e.m. (fig. 3.29).

Prin măsurarea curentului în circuitul de ieșire se determină valoarea rezistenței de ieșire $R_e = u/i_e$, care, pentru un amplificator cu tuburi va fi egală cu combinația în paralel a rezistenței interne a tubului cu rezistența de sarcină a acestuia:

$$R_e = R_p R_s/(R_p + R_s). \tag{3.61'}$$

O valoare mare a rezistenței de intrare indică posibilitatea de conectare a amplificatorului în avalul unui alt aparat fără a-l solicita și deci fără a per-

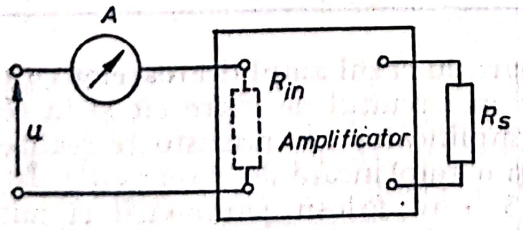


Fig. 3.28

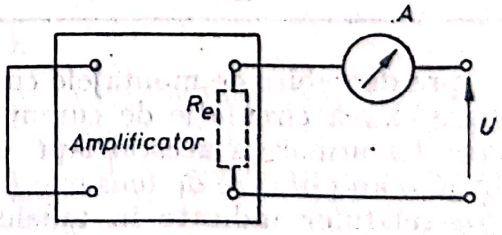


Fig. 3.29

[1]) Valoarea lui R_g este în general mare (circa 1 MΩ), ea fiind însă limitată, pentru fiecare tip de tub, de pericolul de blocare al acestuia prin saturarea grilei cu electroni și negativarea ei excesivă.

Scanned with OKEN Scanner

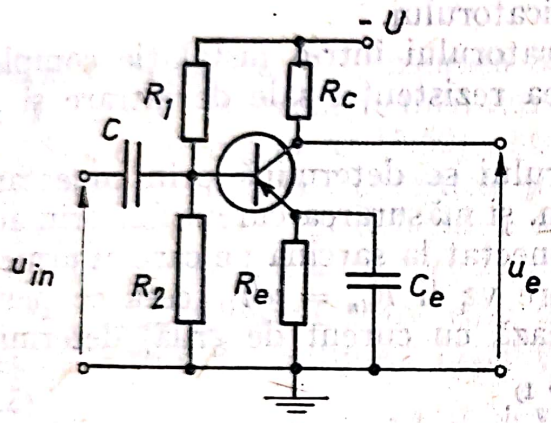
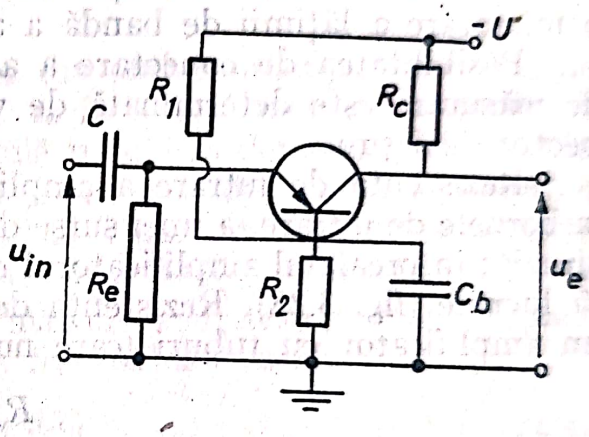
turba performanţele acestuia din urmă. O valoare mică a rezistenţei de ieşire indică posibilitatea de conectare a amplificatorului în amontele altui aparat. Valoarea redusă a rezistenţei de ieşire reprezintă o capacitate ridicată, a amplificatorului, de a furniza curent. Ca regulă empirică, condiţia generală de conectare a două aparate electronice este:

$$R_{in} \geqslant 10R_e. \tag{3.62}$$

În tabelul 3.3. sînt prezentate schemele de conexiuni pentru un etaj de amplificare realizat cu tranzistoare în variantele: cu emitor comun şi respectiv cu bază comună.

Tabelul 3.3

Etaje de amplificare cu tranzistoare

Etaj de amplificare cu emitor comun	Etaj de amplificare cu bază comună
	
$A_i = \dfrac{r_m}{R_c + r_c - r_m}$	$A_i = \dfrac{r_m}{r_c}$
$A_v = -\dfrac{A_i R_c}{r_b + r_e[(R_e + r_c)/(R_c + r_c - r_m)]}$	$A_v = \dfrac{R_c}{r_b}\left(\dfrac{r_m}{R_c + r_c - r_m}\right)$
$R_{in} = r_b + r_e(1 + A_i)$	$R_{in} = r_e + r_b(1 - A_i)$
$R_e = r_c + r_e - r_m + \dfrac{r_e^2 - r_e r_m}{R_{in} + r_b + r_e}$	$R_e = r_c - r_b \dfrac{r_m - R_{in}}{r_b + R_{in}}$

$$r_e = h_{11} - \frac{h_{12}}{h_{22}}(h_{21} + 1); \quad r_b = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad r_c = \frac{1 - h_{12}}{h_{22}}; \quad r_m = -\frac{h_{21} + h_{12}}{h_{22}}$$

Spre deosebire de montajele cu tuburi, în cazul amplificatoarelor cu tranzistoare există circulaţie de curent atît în circuitul de ieşire cît şi în cel de intrare. Ca urmare a acestui fapt, un amplificator cu tranzistoare realizează, pe lîngă o amplificare de tensiune (A_v) şi o amplificare de curent (A_i). În stabilirea relaţiilor indicate în tabelul 3.3. s-au folosit parametrii circuitului echivalent T; dependenţa acestor parametri de cei ai circuitului hibrid h, furnizaţi de regulă în cataloagele de tranzistoare, este redată în partea inferioară a tabelului.

Proprietăţile etajului de amplificare în configuraţia cu emitor comun sînt: amplificare mare de tensiune ($A_v = -500 \ldots -1\,000$), amplificare

Scanned with OKEN Scanner

moderată de curent ($A_i = 20 \ldots 30$), amplificare importantă de putere ($A_p = 6\,000 \ldots 10\,000$), impedanță de intrare relativ mică ($R_{in} = 500 \ldots 1\,000\ \Omega$) și impedanță de ieșire relativ mare ($R_e \cong 50\,000\ \Omega$).

Proprietățile etajului de amplificare cu baza comună sînt: amplificare mare de tensiune ($A_v = 500 \ldots 1\,500$), lipsa amplificării de curent ($A_i \cong 0{,}95$), impedanță de intrare foarte mică ($R_{in} = 30 \ldots 50\ \Omega$) și impedanță de ieșire foarte mare ($R_e = 600 \ldots 900\ \text{k}\Omega$).

Impedanțele de intrare relativ mici și cele de ieșire relativ mari determină unele probleme privind conectarea în serie a etajelor de amplificare cu tranzistoare. Astfel, cîștigul pe etaj descrește și numărul de etaje crește atunci cînd se urmărește obținerea unei valori foarte mari a factorului de amplificare. Spre deosebire de amplificatoarele cu tuburi, la cele cu tranzistoare, în scopul realizării unei cît mai bune adaptări de impedanțe nu se mai utilizează etaje identice, ci, atît tranzistoarele cît și celelalte elemente ale circuitului diferă de la etaj la etaj.

Pentru a putea asigura condițiile impuse amplificatoarelor de măsurare în sensul menținerii riguros constante a factorului de amplificare, acestea folosesc de regulă o puternică reacție negativă (fig. 3.30).

Se constată că, tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului (u_{in}) constă din tensiunea semnalului ce se dorește amplificat (u_s) mai puțin tensiunea de reacție (u_r):

$$u_{in} = u_s - u_r. \tag{3.63}$$

Tensiunea de ieșire din amplificatorul cu reacție va fi:

$$u_e = A_v \cdot u_{in} = A_v(u_s - u_r), \tag{3.64}$$

tensiunea de reacție reprezentînd o fracțiune din valoarea tensiunii de ieșire:

$$u_r = \beta u_e. \tag{3.65}$$

Rezultă că, valoarea factorului de amplificare, în cazul utilizării reacției negative, va fi:

$$(A_v)_r = \frac{u_e}{u_s} = A_v \frac{1}{1 + \beta A_v}. \tag{3.66}$$

Această relație arată că valoarea factorului de amplificare scade la utilizarea reacției negative. Dacă însă, este îndeplinită condiția:

$$\beta A_v \gg 1, \tag{3.67}$$

relația (3.66) se reduce la:

$$(A_v)_r \cong 1/\beta, \tag{3.66'}$$

factorul de amplificare, pentru montajul cu reacție, devenind independent de valoarea lui A_v. Evident, această situație presupune ca raportul de reacție β să fie mai constant cu cel puțin un ordin de mărime față de factorul de amplificare A_v. Această cerință se poate realiza ușor întrucît rețeaua de reacție manevrează semnale de nivel foarte redus. Îndeplinirea condiției (3.67) impune însă, utilizarea unui aparat cu factor de amplificare A_v foarte mare.

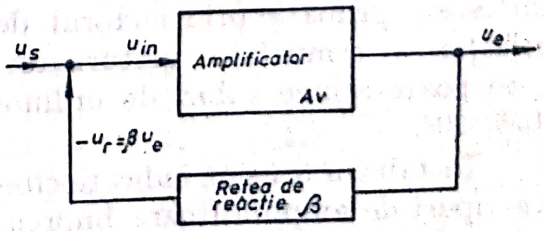


Fig. 3.30

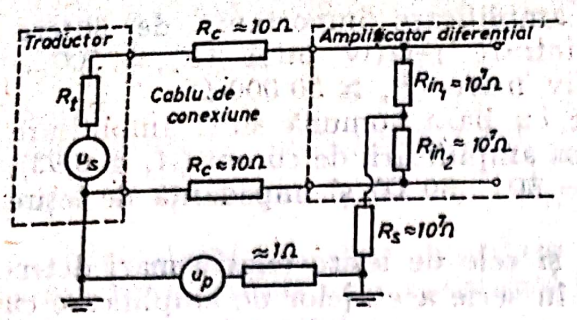


Fig. 3.31:
u_p – sursă de semnal perturbator; R_s – rezistența de scăpări la pămînt a amplificatorului; R_t – rezistența traductorului; R_c – rezistența cablului de conexiune; R_{in} – rezistență de intrare a amplificatorului.

Spre exemplu, pentru $\beta = 10^{-3}$ rezultă, din condiția (3.67), $A_v = 10^6$ și din relația (3.66'), $(A_v)_r = 10^3$. Se constată că factorul de amplificare este drastic afectat de reacția negativă, însă, în aceeași măsură este îmbunătățită stabilitatea amplificării, iar la amplificatoarele cu tranzistoare se obține și o creștere a impedanței de intrare în aparat.

Insensibilitatea față de semnale perturbatoare se poate obține prin realizarea unei intrări pe etaj diferențial și izolare puternică a aparatului față de masă. Schema de principiu a unui asemenea aparat, cunoscut sub denumirea de *amplificator diferențial*, este prezentată în figura 3.31, împreună cu valorile tipice ale elementelor caracteristice.

Semnalul perturbator, care poate apărea datorită punerii la pămînt în locuri diferite, este foarte mult atenuat datorită aplicării sale diferențiale la intrarea în aparat. Sub acest aspect, performanța aparatului este exprimată prin factorul de rejecție al semnalului perturbator, care poate atinge valori de ordinul 10^3—10^6.

În tabelul 3.4 sînt indicate cîteva tipuri de amplificatoare împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 3.4

Amplificatoare de curent alternativ

Firma constructoare	Tipul amplificatorului	Caracteristica de frecvență	Factor maxim de amplificare	Impedanța de intrare	Impedanța de ieșire	Stabilitatea amplificării	Observații
Hewlett & Packard (S.U.A.)	450 A	10 Hz ... 1 MHz (± 0,5 dB) 5 Hz ... 1 MHz (± 0,5 dB)	40 dB 20 dB	1 MΩ/15 pF	< 150 Ω	±2%	
	465 A	100 Hz ... 50 kHz (± 0,1 dB)	40 dB	10 MΩ/20 pF	50 Ω	± 1%	Amplificator diferențial
Brüel & Kjaer (Danemarca)	2603	5 Hz ... 20 kHz (± 0,3 dB) 2 Hz ... 40 kHz (± 0,5 dB)	100 dB	2,2 MΩ/30 fF	< 50 Ω	± 1%	Execuție specializată pentru măsurători acustice
	2606	10 Hz ... 50 kHz (± 0,2 dB) 2 Hz ... 200 kHz (± 0,5 dB)	50 dB	1 MΩ/50 pF	< 50 Ω	–	
	2607	10 Hz ... 50 kHz (± 0,2 dB) 2 Hz ... 200 kHz (± 0,5 dB)	50 dB	1 MΩ/50 fF	< 50 Ω	–	

Scanned with OKEN Scanner

3.3.2. Amplificatoare de curent continuu

În multe aplicații de interes practic se cere extinderea benzii de frecvențe pînă la zero, adică, amplificarea semnalelor de mărime constantă.

Realizarea practică a unui asemenea amplificator ridică numeroase probleme. Astfel, dispariția condensatoarelor de cuplaj determină imposibilitatea de blocare a componentei continue a tensiunii de ieșire din etajul de amplificare și reclamă tensiuni anodice din ce în ce mai mari, pe măsură ce crește numărul etajelor. Creșterea tensiunii anodice este cauzată de creșterea tensiunilor aplicate pe catozi în vederea realizării tensiunilor de negativare a grilelor. Această situație este ilustrată, împreună cu valorile tipice ale tensiunilor, în figura 3.32.

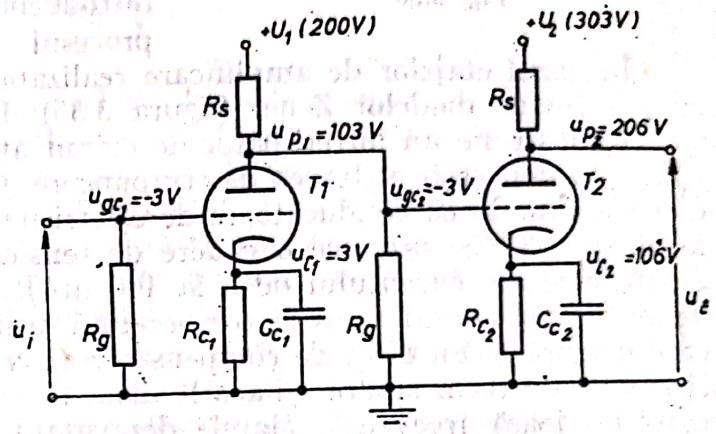


Fig. 3.32

Pentru a nu se atinge tensiuni anodice de alimentare excesiv de ridicate, la utilizarea mai multor etaje cuplate direct, se pot folosi divizoarele de tensiune (figura 3.33). Această soluție prezintă dezavantajul că, în măsura în care este redusă tensiunea aplicată pe grila tubului următor, este redusă și componenta datorită semnalului aplicat la intrare, deci, se reduce valoarea factorului de amplificare. Pentru evitarea acestui impediment se poate utiliza, în locul divizorului de tensiune, o diodă cu gaz (figura 3.34). Dioda cu gaz are proprietatea de a produce o cădere de tensiune cvasiconstantă pentru un domeniu relativ mare de variație a curentului (spre exemplu, dioda cu gaz OC2 [12] asigură o cădere de tensiune de $75^{+0}_{-4,5}$ V în limitele de variație a curentului de 5 la 30 mA).

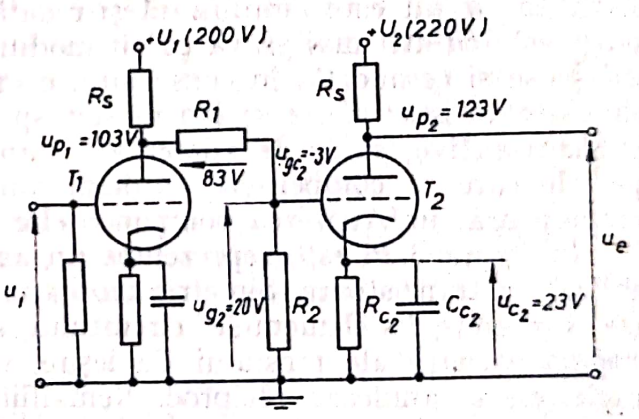


Fig. 3.33

Această soluție asigură reducerea tensiunii aplicate grilei etajului următor fără a afecta substanțial valoarea factorului de amplificare. În schimb, ea produce o valoare ridicată a consumului de putere, întrucît, pentru a menține în stare de

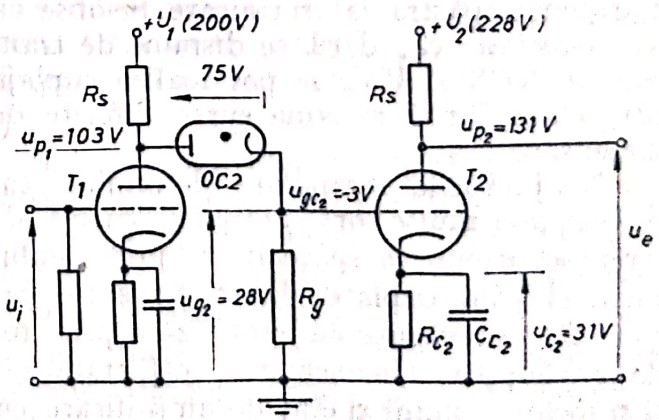


Fig. 3.34

Scanned with OKEN Scanner

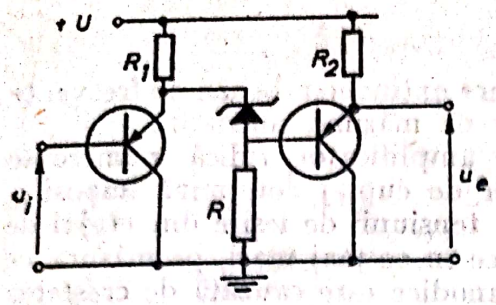


Fig. 3.35

funcționare diodele cu gaz este necesar ca prin acestea să circule în permanență curent. Valoarea relativ mare a acestui curent (circa 5 mA) limitează valorile rezistențelor R_g și R_s ceea ce are drept rezultat reducerea factorului de amplificare. În plus, diodele cu gaz se caracterizează prin nivel mare de zgomot și tind să-și modifice în timp potențialul de ionizare, introducînd astfel erori necontrolabile în procesul de măsurare.

În cazul etajelor de amplificare realizate cu tranzistoare, rolul diodelor cu gaz revine diodelor Zener (figura 3.35). Dioda Zener polarizată în sens invers constituie un întrerupător de circuit atîta timp cît tensiunea de polarizare nu depășește valoarea de străpungere. Odată depășită această valoare, dioda devine bună conducătoare de electricitate (spre exemplu dioda DZ310-fabricație IPRS, produce o cădere de tensiune de 9,4 ... 10,6 V în limitele de variație ale curentului de 5 la 100 mA). Deoarece caracteristicile diodei Zener depind considerabil de temperatură, utilizarea ei produce într-o oarecare măsură și un efect de compensator al variațiilor de temperatură pentru circuitele cu tranzistoare. Și aceste diode se caracterizează însă, prin zgomote mari de joasă frecvență. Marele dezavantaj al amplificatoarelor de curent continuu îl constituie însă, deriva lor de zero, întrucît, orice modificare survenită în circuit este amplificată și redată la ieșirea din aparat. Această situație este cu atît mai gravă cu cît modificările respective se produc în etaje mai joase și comportă, în consecință, o amplificare mai mare. Pentru minimalizarea acestor efecte se iau măsuri speciale, ca: utilizarea unei puternice reacții negative, surse de alimentare stabilizate, montaje simetrice, circuite speciale care să compenseze automat variațiile parametrilor circuitului cu temperatura, îmbătrînirea componentelor etc.

În figura 3.36 este reprezentat un amplificator simetric cu două etaje, realizat cu tranzistoare. Simetria montajului nu permite ca modificările identice survenite în elementele circuitului să producă variații ale tensiunii de ieșire, întrucît, ele se anulează reciproc. Nemaifiind necesară reacția negativă pentru minimalizarea acestor perturbații, factorul de amplificare poate păstra valori ridicate. Se observă de asemenea, că, dacă se dispune de tranzistoare NPN și PNP se pot realiza cuplaje între etaje fără a reclama surse diferite de alimentare.

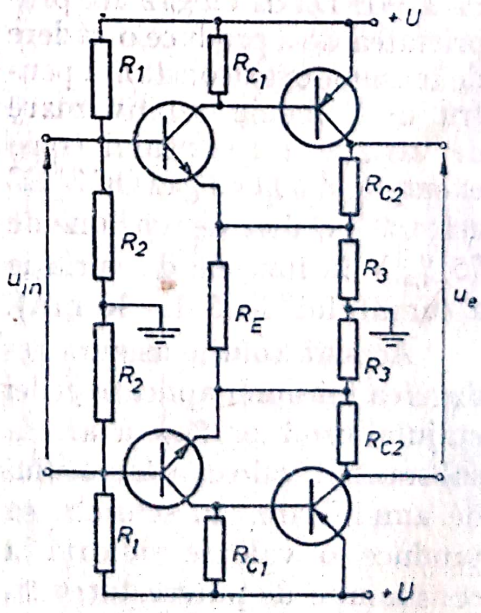


Fig. 3.36

Neajunsurile semnalate determină ca, de cele mai multe ori, amplificatoarele de curent continuu să se realizeze prin combinarea etajelor cuplate direct cu etaje cuplate *RC*, prevăzute cu stabilizare prin tocător (chopper). Un asemenea etaj, stabilizat prin tocător, numit și etaj de amplificare cu eșantionare este reprezentat în figura 3.37.

Scanned with OKEN Scanner

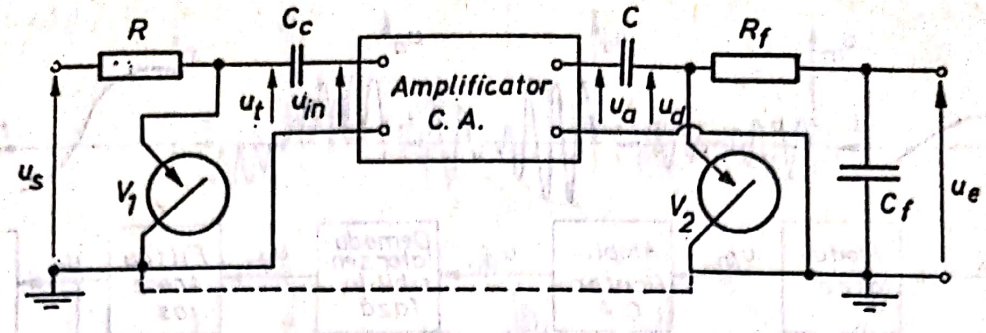


Fig. 3.37

Alura pe care o capătă semnalul în diversele regiuni ale circuitului este redată în figura 3.38. Acţiunea vibratorului V_1 este aceea de a pune succesiv la masă borna de intrare, astfel că, tensiunea la ieşirea din vibrator (u_t) apare ca o tensiune variabilă de tip dreptunghiular, cu amplitudinea modulată de mărimea semnalului măsurat (u_s). Datorită condensatorului de cuplaj C_c, componenta continuă a tensiunii u_t este blocată, astfel încît, tensiunea la intrarea în amplificatorul de curent alternativ (u_{in}) păstrează numai componenta variabilă a lui u_t. Această tensiune variabilă este acum amplificată, fără pericolul de apariţie al derivei de zero (u_a). Vibratorul de ieşire (V_2), sincronizat cu cel de intrare (V_1), redă, împreună cu condensatorul C, componenta continuă a semnalului amplificat (u_d). Componenta variabilă a semnalului u_a este eliminată în continuare cu ajutorul filtrului trece-jos R_f—C_f. Tensiunea de ieşire astfel obţinută reprezintă valoarea amplificată a semnalului constant aplicat la intrarea aparatului. În funcţie de calitatea filtrării, tensiunea de ieşire mai poate păstra un anumit grad de ondulaţie. Pentru limitarea acestei ondulaţii, frecvenţa semnalului măsurat nu trebuie să depăşească 1/10 din frecvenţa de eşantionare a vibratorului.

În vederea evitării zgomotelor de comutare precum şi a măririi frecvenţei de eşantionare, vibratoarele electromecanice sînt înlocuite în amplificatoarele moderne cu elemente de comutare electronice.

O altă posibilitate de amplificare a semnalelor de mărime constantă, sau lent variabilă în timp, o constituie utilizarea amplificatorului cu undă purtătoare. Funcţionarea acestui aparat se bazează pe folosirea unui amplificator de curent alternativ, astfel încît, el se va caracteriza prin simplitate constructivă şi absenţa derivei de zero.

În cadrul amplificatorului cu undă purtătoare semnalul măsurat este folosit pentru modularea în amplitudine a undei generate de un oscilator local. Unda modulată poate fi amplificată cu ajutorul unui amplificator cu cuplaj RC, după care ea este demodulată, cu sensibilitate la fază şi filtrată în vederea blocării componentei corespunzătoare frecvenţei undei purtătoare. Schema bloc a acestui amplificator, împreună cu

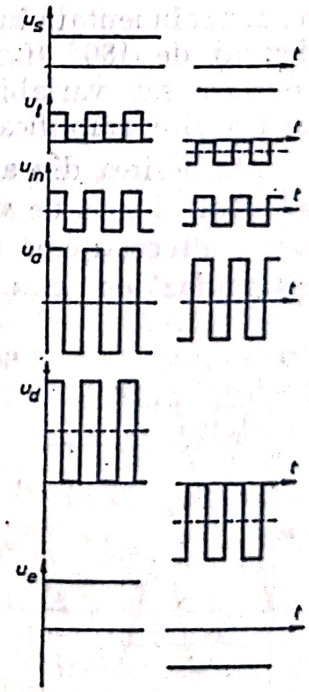


Fig. 3.38

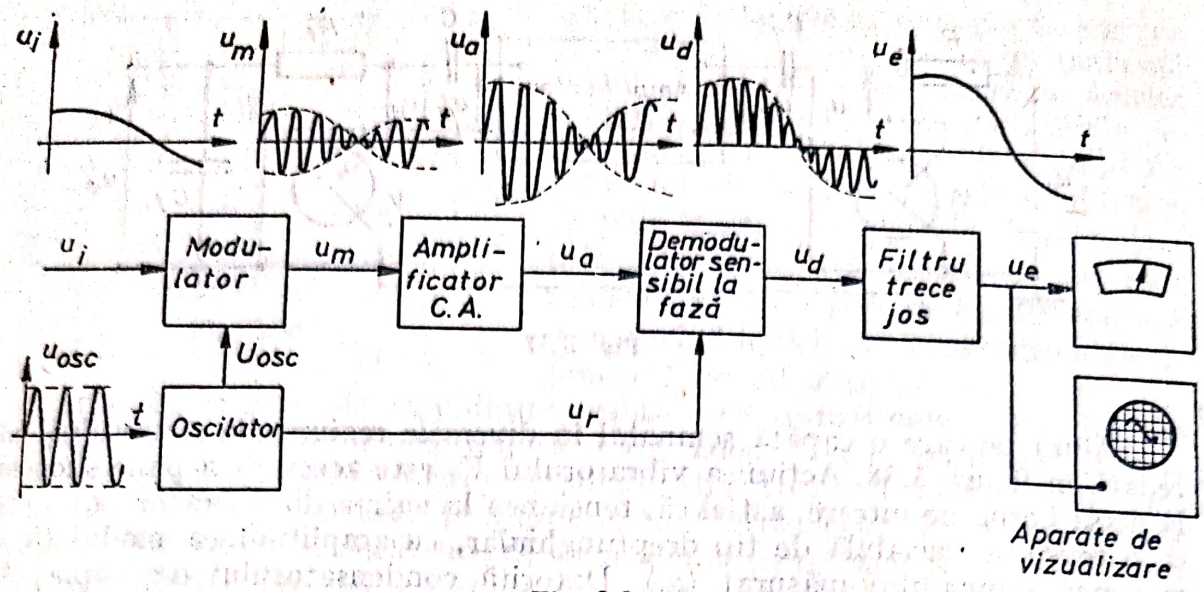


Fig. 3.39

forma semnalului în diversele compartimente ale aparatului, este indicată în figura 3.39.

Modulatorul este constituit, de regulă, dintr-o punte de măsurare echilibrată în prealabil și alimentată de un oscilator local cu o t.e.m. alternativă avînd o frecvență de ordinul a 1 000 ... 20 000 Hz. Traductorul, conectat pe unul sau mai multe brațe ale punții, produce, în timpul măsurării, un dezechilibru care se manifestă printr-o tensiune u_m de amplitudine proporțională cu valoarea mărimii măsurate și de frecvență egală cu cea a oscilatorului local.

Cele două sensuri posibile de dezechilibru, care diferă prin polaritate la o punte alimentată în tensiune continuă, se vor diferenția în acest caz printr-un defazaj de 180° (fig. 3.40). Indiferent de faptul că semnalul măsurat este constant sau variabil în timp, semnalul modulat are o variație rapidă ceea ce permite amplificarea lui cu un amplificator cu cuplaj R—C.

La ieșirea din amplificator, semnalul trebuie demodulat pentru a-i reda adevăratul sens de variație. În acest scop, demodularea va consta din redresarea alternanțelor negative ale semnalului amplificat, atunci cînd acesta este în fază cu t.e.m. produsă de oscilatorul local și în redresarea alternanțelor pozitive ale semnalului amplificat, atunci cînd acesta este defazat cu 180° în raport cu t.e.m. produsă de oscilatorul local. Principiul demodulării sensibile la fază este ilustrat în figura 3.41.

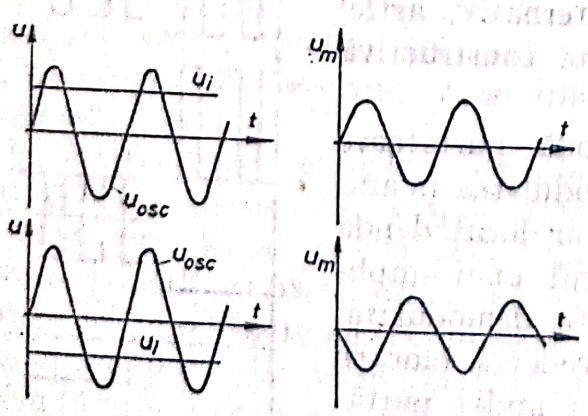


Fig. 3.40

În figura 3.42 este prezentată o variantă de demodulator sensibil la fază realizat cu punți de diode. De la oscilator se aplică o tensiune de referință u_r la primarul transformatorului T_1 astfel ca, în secundarul acestuia să

Scanned with OKEN Scanner

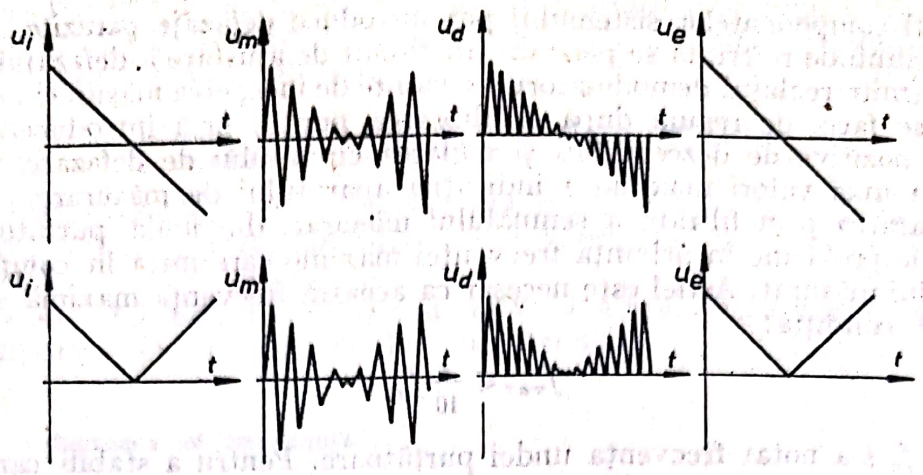


Fig. 3.41

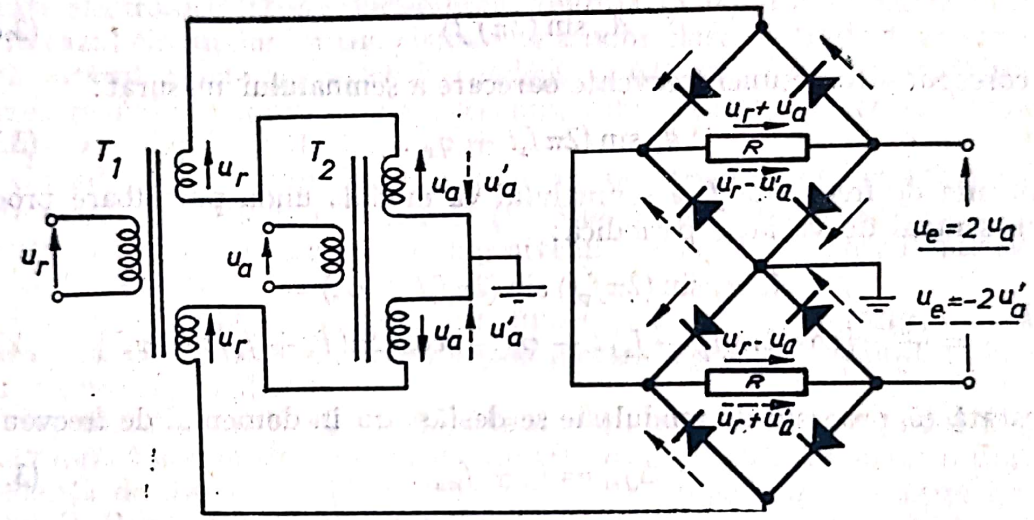


Fig. 3.42

apară două t.e.m. în fază și egale cu u_r. Fiecare buclă a secundarului lui T_1 se conectează la cîte o punte de redresare cu diode. Cele două punți sînt realizate din elemente identice astfel că indiferent de polaritatea lui u_r căderile de tensiune prin rezistențele R ale celor două punți sînt identice. Prin conectarea difențială a acestor rezistențe se obține tensiunea de ieșire din circuit, care va fi nulă, atîta timp cît pe punțile de redresare nu se aplică alte semnale.

Semnalul modulat și amplificat u_a este aplicat pe primarul transformatorului T_2, astfel construit, încît, în înfășurările lui secundare apar tensiuni de amplitudine egală, însă defazate cu 180° (sensuri diferite de înfășurare la cele două bobinaje ale secundarului). Buclele secundarului lui T_1 se conectează în serie cu cele ale secundarului lui T_2. Pe rezistențele celor două punți de redresare vor apărea astfel căderile $(u_r + u_a)$ și respectiv $(u_r - u_a)$, ceea ce va determina o tensiune de ieșire $u_e = 2u_a$. Deci, atîta timp cît semnalul amplificat este în fază cu tensiunea de referință, tensiunea de ieșire este pozitivă și proporțională cu semnalul măsurat. Dacă între cele două tensiuni intervine un defazaj de 180° (reprezentat punctat în fig. 3.42), tensiunea de ieșire este negativă și de asemenea proporțională cu semnalul măsurat. Întru-

cît restul componentelor sistemului pot introduce defazaje parazite, pe traseul tensiunii de referință se plasează un circuit de ajustare a defazajului pentru a permite reglajul demodulatorului înainte de începerea măsurării. Această reglare se face, de regulă după echilibrarea punții, prin introducerea unei tensiuni pozitive de dezechilibru și reglarea circuitului de defazare pînă la obținerea unei valori maxime a indicației aparatului de măsurare.

Separarea prin filtrare a semnalului măsurat, din unda purtătoare, ridică unele probleme în privința frecvenței maxime care intră în componența semnalului măsurat. Astfel este necesar ca această frecvență maximă să îndeplinească condiția:

$$f_{max} \leqslant \frac{1}{10} f_p, \tag{3.68}$$

unde cu f_p s-a notat frecvența undei purtătoare. Pentru a stabili caracteristicile filtrului ce trebuie utilizat se pornește de la expresia oscilației undei purtătoare:

$$A_0 \sin (2\pi f_p t) \tag{3.69}$$

și cea corespunzătoare unei frecvențe oarecare a semnalului măsurat:

$$a_x \sin (2\pi f_x t + \varphi_x). \tag{3.70}$$

Componenta de frecvență f_x a semnalului va modula unda purtătoare producînd un semnal de variație periodică:

$$A_0 a_x \sin (2\pi f_p t) \sin (2\pi f_x t + \varphi_x) =$$
$$= \frac{A_0 a_x}{2} \{\cos [2\pi (f_p - f_x) t - \varphi_x] - \cos [2\pi (f_p + f_x) t + \varphi_x]\} \tag{3.71}$$

Se constată că procesul de modulație se desfășoară în domeniul de frecvențe:

$$\Delta f_m = f_p \pm f_{max}. \tag{3.72}$$

Întrucît la demodulare, prin redresarea alternanțelor de sens contrar, frecvența undei purtătoare se dublează, semnalul demodulat va avea un spectru de frecvențe cuprins în domeniul

$$\Delta f_{dem} = 2 f_p \pm f_{max}. \tag{3.73}$$

Astfel, lățimea de bandă a amplificatorului de măsurare trebuie să fie cuprinsă în intervalul Δf_m.

Dublarea frecvenței purtătoare, în procesul de demodulare, asigură condiții mai avantajoase în privința cerințelor impuse filtrării. Această situație este ilustrată printr-un exemplu numeric. Se consideră un amplificator cu o frecvență purtătoare $f_p = 10\,000$ Hz care, conform condiției (3.68) va putea manevra un semnal avînd o frecvență maximă $f_{max} = 1\,000$ Hz și care va determina un domeniu de frecvențe, pentru semnalul demodulat, cuprins între 19 kHz și 21 kHz. Impunînd ca, prin filtrare, frecvența purtătoarei să fie redusă la maximum 5% din valoarea corespunzătoare semnalului static, se obține, pentru un filtru trece-jos realizat din două secțiuni R—C în serie, conform relațiilor din tabelul 3.2:

$$\left[\frac{|u_e|}{|u_d|}\right]_{19\,000\ \text{Hz}} = \frac{1}{1 + (2\pi\ 19\,000\tau)^2} = 0{,}05,$$

adică $\tau = 37 \cdot 10^{-6}$ s. Cu această valoare a constantei de timp a filtrului se poate calcula, cu aceeași relație, atenuarea pe care filtrul o produce asupra frecvenței maxime a semnalului:

$$\left[\frac{|u_e|}{|u_d|}\right]_{1\,000\ \text{Hz}} = \frac{1}{1 + (2\pi\ 1000 \cdot 37 \cdot 10^{-6})^2} = 0{,}95,$$

adică o eroare de 5%. Dacă se doresc limite mai reduse de 5% pentru cele două erori trebuie utilizat un filtru cu o pantă de tăiere superioară lui 12 dB/octavă.

În tabelul 3.5 sînt indicate cîteva tipuri de amplificatoare de curent continuu împreună cu principalele lor caracteristici.

3.3.3. Adaptoare de impedanțe

Pentru conectarea în serie a etajelor de amplificare și în general a oricăror aparate electronice trebuie îndeplinită condiția (3.62). Există situații, în special în cazul circuitelor cu tranzistoare și a unor clase de traductoare cu impedanță internă foarte mare, cînd, condiția (3.62) nu poate fi satisfăcută. În vederea realizării condițiilor de conectare este necesar, în aceste situații, să se utilizeze adaptoare de impedanțe.

Un adaptor de impedanțe trebuie să se caracterizeze printr-o valoare foarte mare a impedanței de intrare și o valoare foarte mică a celei de ieșire; de asemenea el nu trebuie să modifice nivelul semnalului pe care îl manevrează sau să îl defazeze.

Cele mai simple adaptoare de impedanțe sînt: repetorul catodic, în cazul utilizării tuburilor electronice și respectiv repetorul pe emitor, în cazul utilizării tranzistoarelor.

Repetorul catodic (fig. 3.43) este de fapt un circuit cu anodul la masă.

Proprietățile lui sînt: factor de amplificare aproximativ egal cu unitatea, impedanță de intrare de (100 ... 20 000) MΩ și impedanță de ieșire de (5 ... ... 100) Ω. Repetorul catodic constituie un excelent schimbător de impedanță și este folosit cu precădere ca etaj de intrare în amplificatoare și alte aparate de măsurare.

Echivalentul repetorului catodic, în versiune tranzistorizată, îl constituie montajul cu colectorul la masă (fig. 3.44) sau repetorul pe emitor. Se

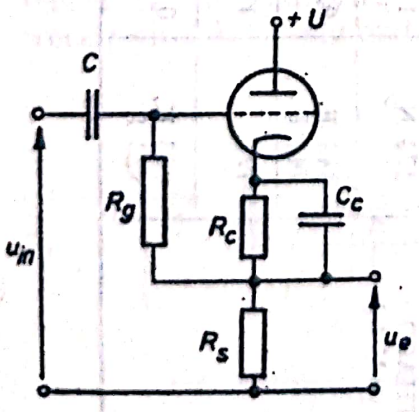


Fig. 3.43

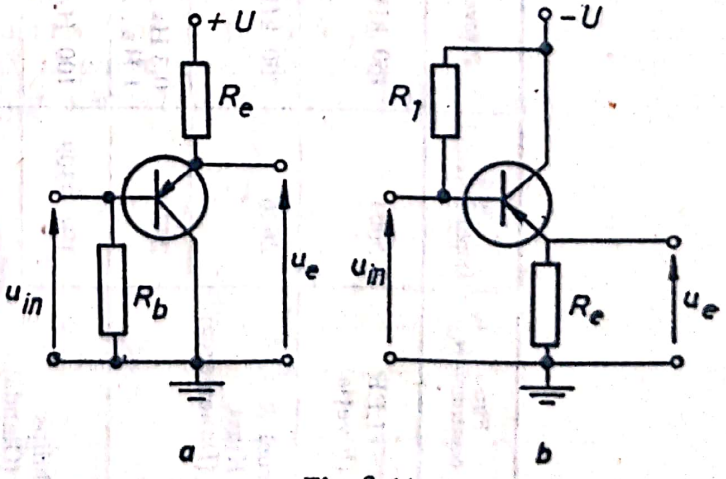


Fig. 3.44

Amplificatoare de curent continuu

Tabelul 3.5

Firma constructoare	Tipul amplificatorului	Frecvența maximă de lucru	Factor de amplificare	Impedanța de intrare	Impedanța de ieșire	Stabilitatea amplificării	Observații
KISTLER (Elveția)	5001	180 kHz (−3 dB)	Reglabil >50 000	Reglabilă $10^9 - 10^{11} - 10^{14}$ Ω	100 Ω	± 1%	
Brüel & Kjaer (Danemarca)	2616	500 kHz	Reglabil −20 dB + + 1,5 dB	>1200 MΩ	<100 Ω	—	Preamplificator de sarcină pentru traductoare piezoelectrice
	262	0,3 Hz ... 100 kHz(−3 dB) 1 Hz ... 30 kHz (±0,5 dB)	Reglabil max. 60 dB	>10 000 MΩ	< 10 Ω	—	
Philips (Olanda)	PR 9309	100 Hz	—	—	10 kΩ	± 1%	Amplificator cu undă purtătoare (f_p = 5,6 kHz) pentru punți cu traductoare rezistive sau inductive
	PR 7404	200 Hz	—	—	100 Ω	—	
ITHACO (S.U.A.)	173 N	1 Hz ... 200 kHz (−3 dB)	Fix 20 ± 0,2 dB	1000 MΩ 15 pF	25 Ω 40 μF	± 0,1 dB	Amplificatoare operaționale de uz general în execuție miniaturizată
	143 E, 143 F	0,5 Hz ... 200 kHz(−1 dB)	Fix 20 ± 0,2 dB	>100 MΩ 15 pF	5 Ω	± 0,1 dB	
	171	1 Hz ... 1 MHz (−3 dB)	Fix 0 ± 0,1 dB	1000 MΩ 15 pF	15 Ω 100 μF	± 0,1 dB	Adaptoare de impedanță în execuție miniaturizată
	123 K, 123 L	0,1 Hz ... 200 kHz(−1 dB)	Fix 0 ± 0,1 dB	>100 MΩ 15 pF	100 Ω 100 μF	± 0,1 dB	

Scanned with OKEN Scanner

preferă, de regulă, utilizarea configurației din figura 3.44, *b*, deoarece permite conectarea tranzistorului la sursa de alimentare în același mod cu configurația cu emitor comun cu care poate fi astfel cuplat, cu ușurință, în cadrul aceluiași aparat. Proprietățile acestui montaj sînt similare cu cele ale repetorului catodic, la care se adaugă valoarea apreciabilă a factorului de amplificare de curent. Valori tipice pentru parametrii unui etaj de repetitor pe emitor sînt: $A_v = 1$, $A_i = 20 \ldots 30$, $R_{in} = 100 \ldots 500$ kΩ și $R_e = 20 \ldots 100$ Ω.

Atunci cînd se folosesc traductoare cu rezistențe interne foarte mari (spre exemplu traductoare piezoelectrice sau traductoare capacitive) și se urmărește măsurarea unor mărimi lent variabile în timp, se impune ca impedanța de intrare a amplificatorului să fie mai mare decît cea realizată cu ajutorul unui repetor catodic. În aceste situații se recurge la utilizarea tuburilor electrometrice sau a tranzistoarelor cu efect de cîmp (T.E.C.), iar amplificatorul astfel obținut se numește *amplificator de sarcină*.

Pentru a se obține o rezistență foarte mare între grila de comandă și catod, trebuie realizată o izolație puternică, atît în exterior (materiale izolante speciale, evitarea murdăririi, umidității etc.), cît și în interior (curenți de ionizare, foto-emisie, termo-emisie). Utilizarea unui tub obișnuit ca tub electrometric presupune izolarea lui față de lumină și lucrul la temperaturi coborîte. Această ultimă condiție conduce la reducerea curentului de placă și deci a capacității de amplificare a tubului. Tuburile electrometrice au o construcție specială a grilei care permite menținerea la valori foarte joase a curentului de grilă ($\sim 10^{-14}$ A), pentru valori puternic negative ale acesteia și un curent de placă apreciabil (0,1 ... 0,2 mA). Se realizează astfel o rezistență de intrare de ordinul $10^{13} \ldots 10^{14}$ Ω.

Tranzistorul cu efect de cîmp poate realiza impedanțe de intrare de ordinul $10^{8} \ldots 10^{18}$ Ω. Un T.E.C. este format, de exemplu, dintr-un element de material semiconductor de tip *N* căruia i se adaugă două joncțiuni din material complementar *P* (fig. 3.45, *a*). Un asemenea T.E.C. poartă denumirea de T.E.C.-n. Porțiunea centrală formată din material *N* și cele două joncțiuni *P* se numește canal iar cele două joncțiuni: poartă sau grilă; extremitatea polarizată direct a porțiunii din material *N* se numește sursă (*S*) iar extremitatea polarizată invers: drenă (*D*). Conducția prin T.E.C. este de natură intrinsecă, curentul maxim fiind determinat de cantitatea de purtători de sarcină din materialul *N*. Aplicînd porții o tensiune de polarizare inversă se formează un cîmp electric spațial în jurul joncțiunilor, care micșorează secțiunea de trecere a purtătorilor de sarcină prin canal. Astfel, cu cît tensiunea de polarizare inversă a porții este mai mare, cu atît curentul ce trece prin T.E.C. este mai mic (fig. 3.45). Funcționarea T.E.C. amintește modul

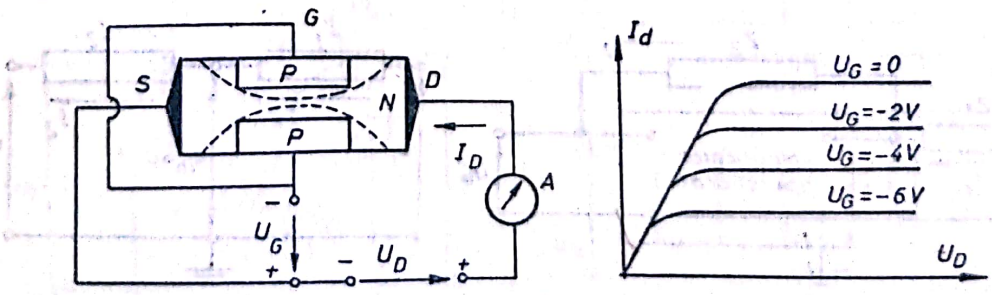


Fig. 3.45

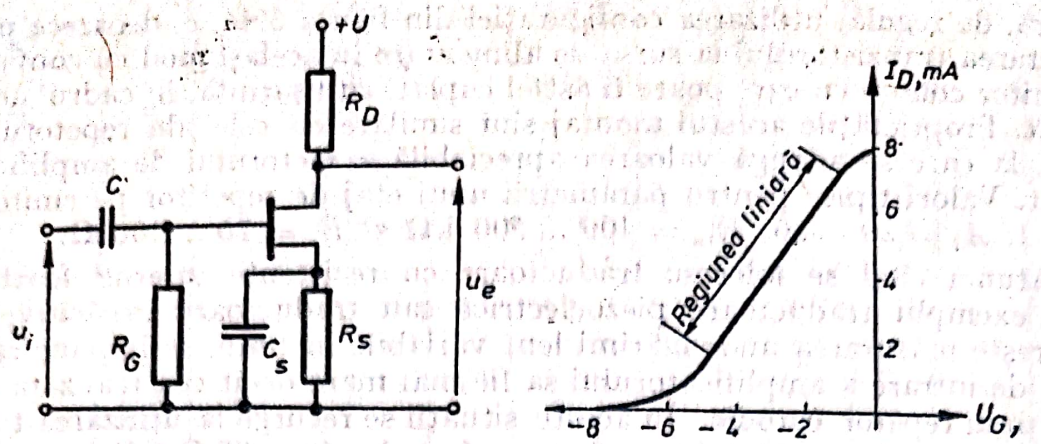


Fig. 3.46

de funcționare al triodei; însăși circuitul echivalent al T.E.C. este similar cu al triodei, parametrii acestuia fiind: μ (factorul de amplificare), S (panta) și R_D (rezistența de drenă).

În figura 3.46 este reprezentat un etaj de amplificare cu T.E.C.-n împreună cu caracteristica sa de transfer, care se obține la fel ca la tuburile electronice (în circuitul de intrare nu circulă curent). Un circuit de repetor catodic realizat cu T.E.C. poate atinge valori ale impedanței de intrare $R_{in} = (10^{15} \dots 10^{18})\ \Omega$.

3.3.4. Amplificatoare operaționale

Amplificatoarele operaționale sînt folosite, de regulă, pentru efectuarea pe cale electronică a unor operații matematice.

Un amplificator operațional este un amplificator de curent continuu (pur sau cu etajul de intrare stabilizat prin tocător) caracterizat printr-o impedanță de intrare foarte mare și un factor de amplificare de asemenea foarte mare ($A_v = 10^6 \dots 10^8$). El este conceput special să lucreze cu reacție inversă și din cauza rezistenței mari de intrare și a factorului mare de amplificare este necesar ca, semnalul aplicat la intrare să fie foarte mic pentru a lucra în domeniul său de liniaritate. În raport cu celelalte căderi de tensiune ce apar în circuit, căderea de tensiune pe rezistența de intrare este așa de mică încît poate fi complet neglijată. Schema generală și cea echivalentă a amplificatorului operațional sînt reprezentate în figura 3.47.

Datorită tensiunii de intrare practic nule, bornele de intrare pot fi privite ca o legătură virtuală la masă. Scriind legile lui Kirchhoff pentru

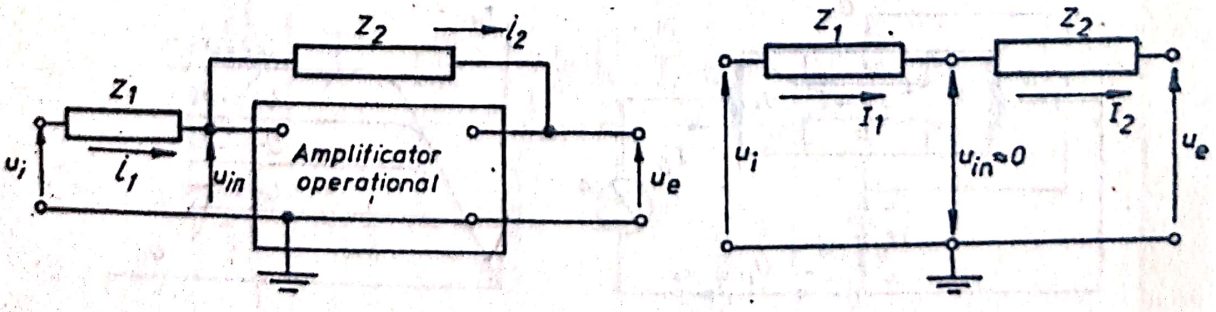


Fig. 3.47

circuitul de intrare și cel de ieșire, rezultă:

$$i_1 = i_2,$$
$$u_i + i_1 z_1 = u_{in} \cong 0, \qquad (3.74)$$
$$u_e - i_2 z_2 = u_{in} \cong 0,$$

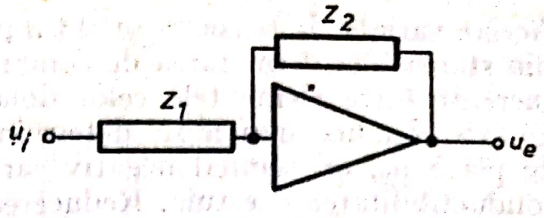


Fig. 3.48

de unde se deduce:

$$\frac{u_e}{u_i} = -\frac{z_2}{z_1}. \qquad (3.75)$$

Prin conferirea unor valori particulare impedanțelor z_1 și z_2 se pot simula diverse operații matematice. Amplificatorul operațional constituie elementul de bază al calculatorului analogic și se reprezintă convențional conform figurii 3.48.

3.4. CIRCUITE ELECTRONICE PENTRU PRODUCEREA TENSIUNILOR NESINUSOIDALE

Generalități. Tehnica producerii și transmiterii impulsurilor de tip nesinusoidal prezintă un interes deosebit în domeniul cercetării experimentale. Asemenea impulsuri se folosesc curent pentru sincronizarea mai multor semnale în cadrul unor măsurări complexe, pentru reperarea, în timpul măsurării, a unor anumite poziții geometrice ale sistemului cercetat sau a momentelor cînd o mărime depășește o valoare impusă etc.

Elementul de bază al circuitelor generatoare de impulsuri îl constituie circuitul basculant sau binar, care poate fi realizat fie cu tuburi electronice, fie cu tranzistoare.

În figura 3.49 este reprezentat un circuit basculant bistabil autooscilant realizat cu tuburi. Un asemenea circuit produce la ambele sale extremități tensiuni variabile de tip dreptunghiular aflate în opoziție de fază (u_1 și u_2).

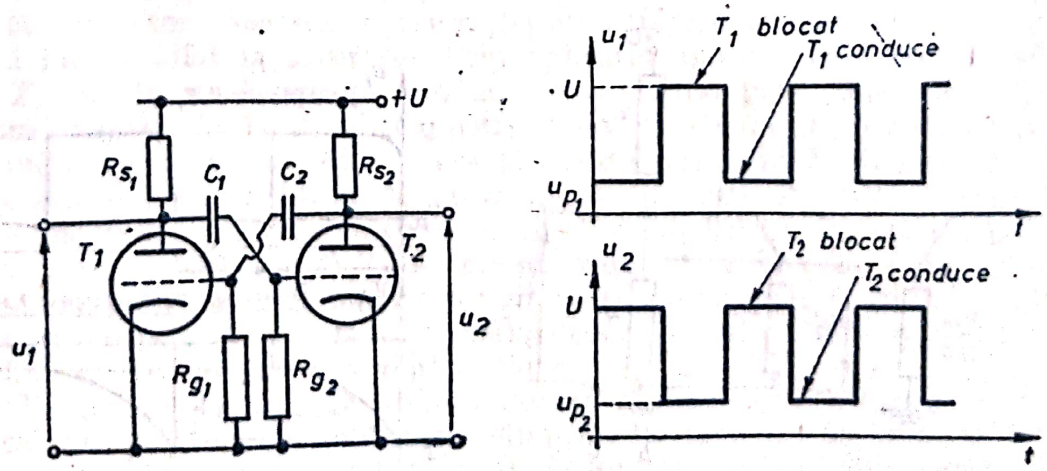


Fig. 3.49

Scanned with OKEN Scanner

Aceste variaţii de tensiune se obţin prin trecerea succesivă a celor două tuburi din starea blocat în starea de conducţie maximă. Astfel, datorită diferenţelor inerente între elementele celor două circuite, unul din tuburi, de exemplu T_2, va conduce mai mult determinînd, ca urmare a scăderii tensiunii sale de placă u_2, un semnal negativ care se aplică pe grila tubului T_1 reducînd conductibilitatea acestuia. Reducerea conductibilităţii lui T_1 determină creşterea tensiunii sale de placă şi prin aplicarea acestui semnal pozitiv pe grila lui T_2, face ca acesta să conducă şi mai mult. Astfel, într-un timp foarte scurt, T_1 se blochează complet şi prin T_2 conductibilitatea devine maximă. În momentul comutării, condensatorul C_1 începe să se încarce de la valoarea tensiunii de placă $u_{p_1} = U - i_p R_{s_1}$, la valoarea tensiunii anodice. Deoarece T_2 conduce puternic, încărcarea se realizează prin curentul de grilă al acestui tub, deci prin rezistenţa relativ mică (cîţiva kΩ) dintre grila şi catodul tubului R_{gc} (fig. 3.50, *a*). În acelaşi timp condensatorul C_2, încărcat în prealabil la tensiunea anodică U, pune în serie această tensiune cu noua tensiune de placă a tubului T_2 determinînd pe grila tubului T_1 o tensiune puternic negativă: $u_{g_1} = u_{p_2} - U$, care menţine pe T_1 blocat. Condensatorul C_2 se descarcă de la valoarea U către valoarea u_{p_2} prin rezistenţa internă a tubului R_{p_2} şi rezistenţa de grilă R_{g_1} (fig. 3.50, *b*). Combinaţia $R_{p_2} + R_{g_1}$ avînd o valoare mai mare ca R_{gc} determină un timp de descărcare mai îndelungat pentru C_2 decît pentru încărcarea lui C_1. Înainte de descărcarea completă a lui C_2, la valori negative suficient de mici ale lui u_{g_1}, tubul T_1 începe să conducă determinînd rapid, prin mecanismul descris, blocarea lui T_2. În figura 3.51 sînt reprezentate variaţiile tensiunii de placă şi de grilă pentru tubul T_1.

Perioada de oscilaţie precum şi alura de variaţie a tensiunii, adică duratele t_1 şi t_2 ale semiperioadelor semnalului dreptunghiular, depind de constantele de timp ale circuitelor de încărcare şi descărcare a celor două condensatoare:

$$\begin{cases} \tau = C_1(R_{s_1} + R_{gc}) \\ \tau_1 = C_2(R_{g_1} + R_{p_2}) \end{cases} \qquad (3.76)$$

Constanta de timp τ trebuie să fie cît mai mică pentru ca semnalul să se apropie cît mai mult de forma dreptunghiulară ideală. Duratele celor

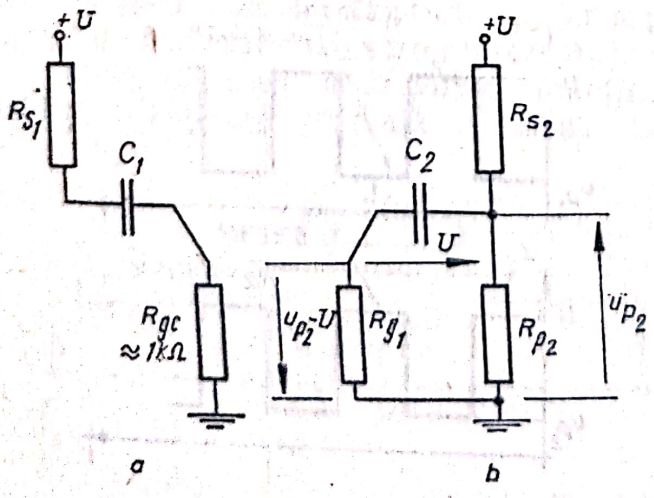


Fig. 3.50

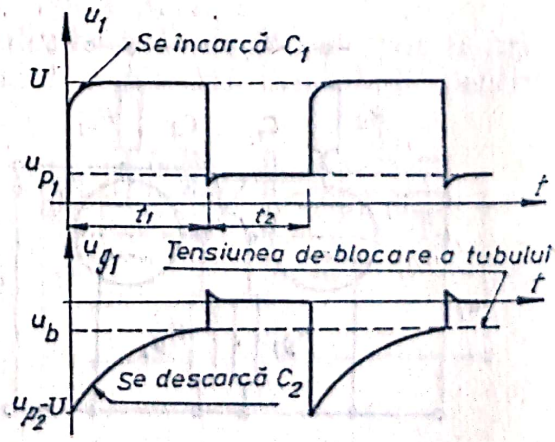


Fig. 3.51

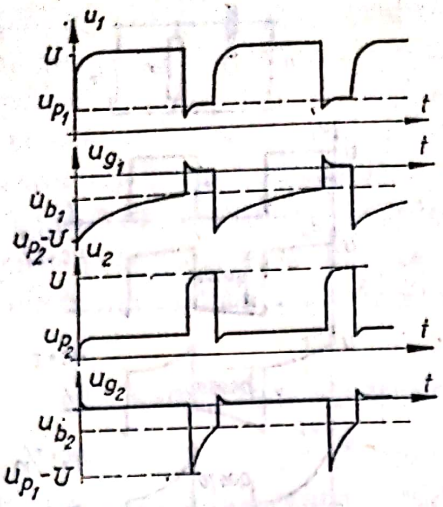


Fig. 3.52

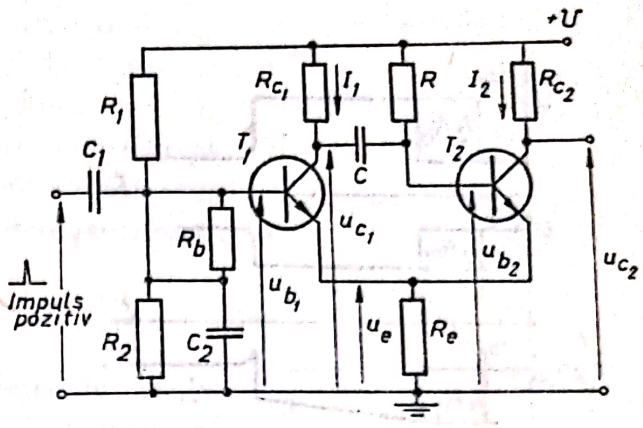


Fig. 3.53

două semiperioade ale semnalului dreptunghiular obținut la placa tubului T_1 vor fi:

$$\begin{cases} t_1 = \tau \ln \left| \dfrac{u_{p_2} - U}{U_b} \right| \\ t_2 = \tau_2 \ln \left| \dfrac{u_{p_1} - U}{U_b} \right| \end{cases} \tag{3.77}$$

unde U_b reprezintă tensiunea de blocare a tubului și

$$\tau_2 = C_1(R_{g_2} + R_{p_1}). \tag{3.78}$$

Reglînd în mod corespunzător caracteristicile elementelor circuitului se pot obține semnale asimetrice de tipul celor indicate în figura 3.52.

În figura 3.53 este prezentat un circuit basculant monostabil cu cuplaj pe emitor. Echivalentul acestui circuit în varianta cu tuburi este cel cu cuplaj pe catod.

Tranzistorul T_1 este menținut în starea blocat datorită polarizării inverse a bazei, determinată de căderea mare de tensiune pe rezistența comună de emitor. Aceasta se datorește curentului mare care circulă prin emitorul lui T_2 aflat la saturație. Prin aplicarea unui impuls pozitiv pe baza lui T_1, acesta va începe să conducă determinînd prin condensatorul C un semnal negativ la baza lui T_2, astfel încît, foarte rapid, T_1 va conduce la saturație iar T_2 se va bloca. Această stare durează pînă cînd condensatorul C se descarcă și tensiunea de polarizare a bazei lui T_2 devine pozitivă. În acest moment T_2 începe să conducă și valoarea căderii de tensiune pe rezistența comună de emitor R_e determină polarizarea inversă a bazei lui T_1. Acesta se blochează, circuitul revenind în starea sa stabilă pînă la aplicarea altui impuls pozitiv pe baza lui T_1. Alurile de variație a tensiunilor în diversele regiuni ale circuitului sînt reprezentate în figura 3.54.

Tensiunile de variație dreptunghiulară generate cu ajutorul circuitelor basculante pot fi transformate în impulsuri de tensiune la trecerea lor prin circuite RC de tipul filtrului trece-jos. Deformația semnalului dreptunghiular pînă la transformarea în impuls de durată foarte scurtă este reprezentată

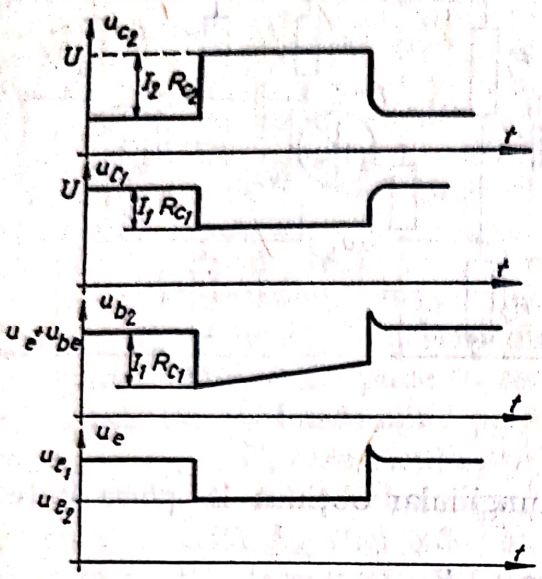


Fig. 3.54

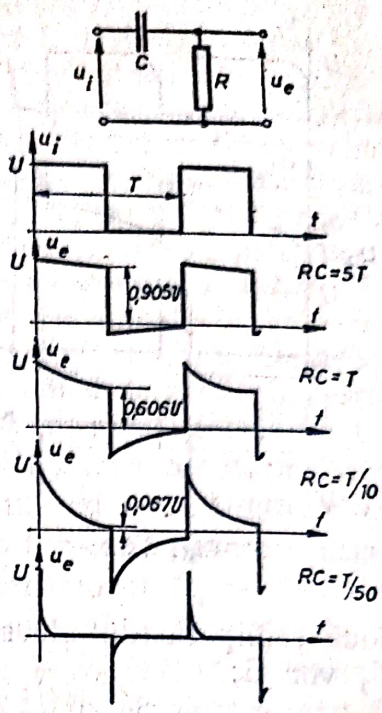


Fig. 3.55

în figura 3.55 în funcție de constanta de timp a filtrului utilizat. Dacă interesează numai impulsurile avînd o anumită polaritate este suficient să se conecteze, la ieșirea din filtru, o diodă orientată în mod corespunzător.

3.4.1. Producerea unui impuls întîrziat

De multe ori în cadrul instalațiilor de măsurare apare necesitatea de a se produce un impuls de comandă după o anumită perioadă de timp în raport cu un alt impuls. Circuitul care permite obținerea impulsului întîrziat este prezentat în figura 3.56. Se observă că el este format dintr-un circuit basculant monostabil realizat cu tuburi electronice cu cuplaj catodic. Semnalele de variație dreptunghiulară care apar la bornele de placă ale celor două tuburi sînt transformate cu ajutorul filtrelor C_1R_1 și respectiv C_2R_2, în im-

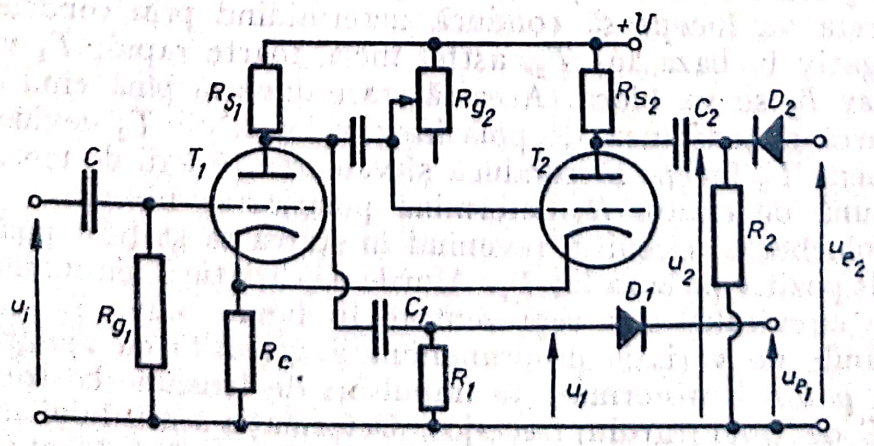


Fig. 3.56

Scanned with OKEN Scanner

pulsuri din care, prin intermediul diodelor D_1 și respectiv D_2, se reţin fie numai impulsurile negative u_{e_1}, fie nnmai impulsurile pozitive u_{e_1}. Alurile de variaţie a tensiunilor în punctele caracteristice ale circuitului sînt reprezentate în figura 3.57. Întîrzierea impulsului poate fi reglată prin potenţiometrul R_{g_1} care modifică valoarea constantei de timp la descărcarea condensatorului C.

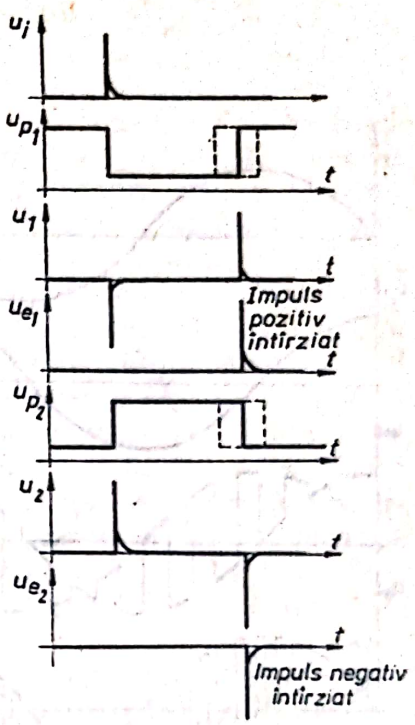


Fig. 3.57

3.4.2. Comutatorul electronic

Acest circuit are o largă aplicare la osciloscoapele catodice pentru vizualizarea simultană a două semnale cu ajutorul unui singur fascicul de electroni. În acest scop, tensiunea care va comanda mişcarea fasciculului electronic corespunde alternativ cu valoarea celor două semnale. Această corespondenţă este realizată prin intermediul comutatorului electronic a cărui schemă de principiu este redată în figura 3.58.

Comutatorul electronic este format dintr-un circuit basculant autooscilant realizat cu tuburile T_2 şi T_3. Fiecare tub al circuitului autooscilant este cuplat catodic cu cîte un tub conectat în circuit de amplificator, corespunzînd cîte unui canal de acces pentru un semnal măsurat. Atîta timp cît T_2 este blocat T_3 conduce puternic, ceea ce are drept urmare blocarea lui T_4 datorită puternicei negativări a grilei acestuia, prin rezistenţa de cuplaj catodic R_{c_3}. Accesul în aparat al semnalului u_{i_1} va fi astfel oprit şi la bornele de ieşire va apare numai semnalul rezultat prin amplificarea lui u_{i_1}, de către tubul T_1. La comutarea circuitului basculant autooscilant se va bloca tubul T_3 antrenînd punerea în funcţiune a tubului T_4 şi blocarea lui T_1. În felul acesta va apare acum, la bornele de ieşire, numai semnalul

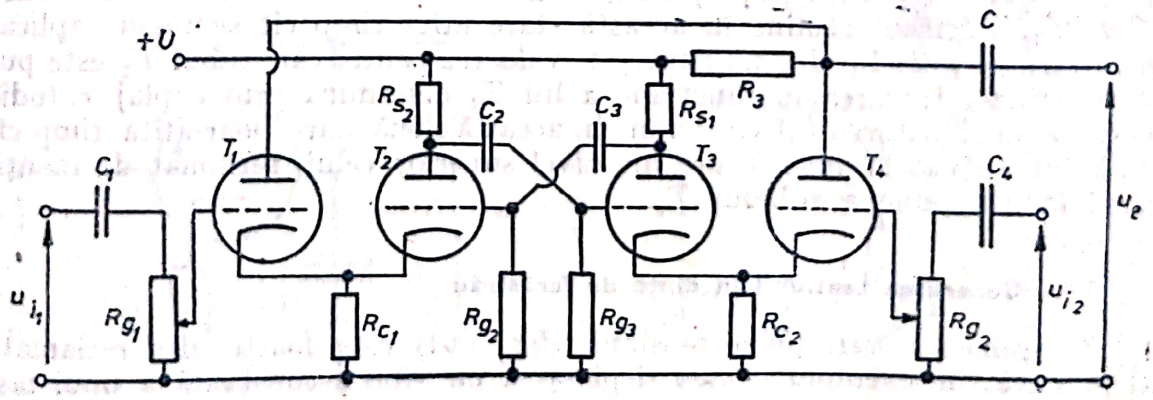


Fig. 3.58

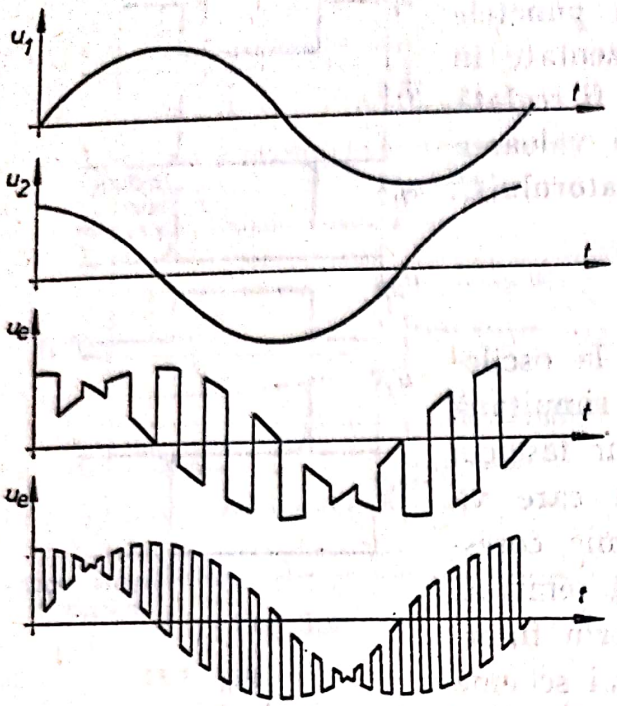


Fig. 3.59

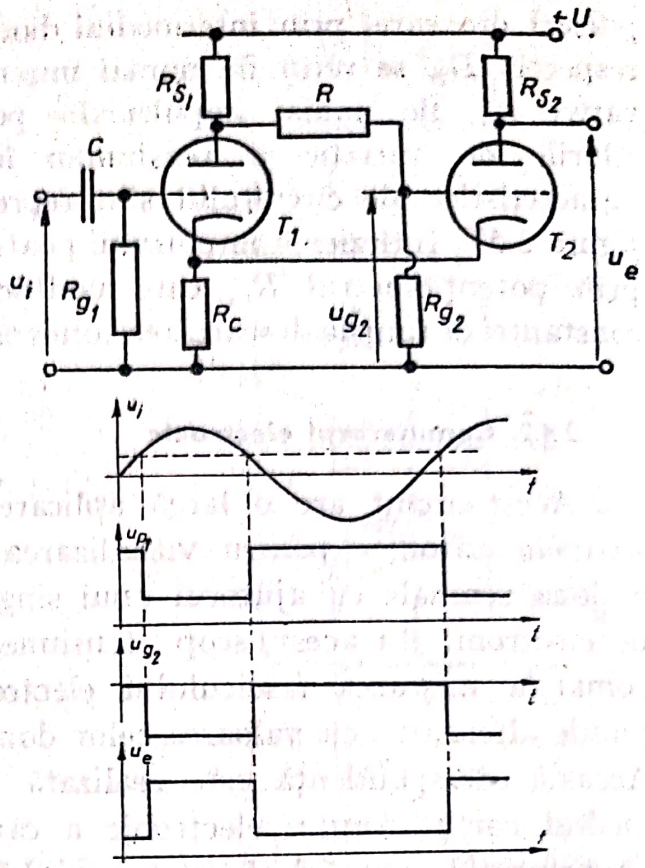


Fig. 3.60

rezultat prin amplificarea lui u_{i_2} de către tubul T_4. Alurile de variație a semnalelor de intrare și de ieșire sînt reprezentate, pentru două frecvențe de comutare, în figura 3.59.

3.4.3. Detectorul de nivel

De multe ori în operațiile de măsurare interesează determinarea momentului de timp cînd semnalul măsurat depășește un anumit nivel, precum și a duratei pe parcursul căreia semnalul rămîne superior nivelului considerat. Circuitul cu ajutorul căruia se pot obține aceste informații este tot un circuit basculant monostabil (figura 3.60).

Divizorul de tensiune $R—R_{g_2}$ asigură condiții normale pentru funcționarea tubului T_2. Prin cuplaj catodic la funcționarea lui T_2 se blochează tubul T_1. Circuitul rămîne în această stare atîta timp cît semnalul aplicat la intrare pe grila lui T_1, nu depășește valoarea pentru care tubul T_1 este pus în funcțiune. Intrarea în funcțiune a lui T_1 determină prin cuplaj catodic blocarea lui T_2. Circuitul va rămîne în această nouă stare doar atîta timp cît semnalul aplicat la intrare are un nivel superior celui reclamat de menținerea în funcțiune a tubului T_1.

3.4.4. Generarea tensiunii în dinte de ferăstrău

O asemenea variație a tensiunii (fig. 3.61) este foarte des reclamată în practică, de exemplu pentru deplasarea cu viteză constantă a unui fascicul electronic în tubul catodic al unui osciloscop.

Scanned with OKEN Scanner

În modul cel mai simplu o asemenea variație de tensiune poate fi obținută prin folosirea părții inițiale a unei curbe de încărcare a unui condensator, parte care se apropie foarte mult de o variație liniară. Comutarea încărcării condensatorului pe un circuit cu rezistență corespunzătoare obținerii rampei dorite și descărcarea lui pe o rezistență foarte mică, în vederea reluării unui nou ciclu de încărcare, poate fi realizată fie cu ajutorul unui tiratron (triodă cu gaz), fie cu ajutorul unui tub electronic obișnuit (tub cu vacuum).

În figura 3.62 este prezentată schema de principiu a unui circuit cu tiratron. Condensatorul C se încarcă prin R_s pînă în momentul în care tensiunea dintre armăturile sale devine egală cu tensiunea de aprindere a tiratronului u_a (tensiunea de ionizare a gazului din tub). În momentul aprinderii, tiratronul devine brusc bun conducător de electricitate și descarcă rapid condensatorul pe rezistența sa internă foarte mică. Descărcarea se produce pînă cînd tensiunea dintre armăturile condensatorului coboară sub tensiunea de stingere a tiratronului u_s, cînd rezistența sa internă devine brusc foarte mare și condensatorul începe să se reîncarce prin R_s. Alura de variație a tensiunii de ieșire din circuit este reprezentată în figura 3.63. Tensiunea de aprindere a tiratronului poate fi reglată prin valoarea tensiunii aplicate pe grila sa.

În figura 3.64 este redată schema de principiu a unui circuit realizat cu tub cu vid. Tubul este menținut în stare blocată prin intermediul divizorului de tensiune R_1—R_2 care negativează corespunzător grila. Condensatorul C_2 se încarcă prin R_s pînă în momentul cînd se aplică pe grila tubului un impuls pozitiv. La aplicarea impulsului tubul începe să conducă și des-

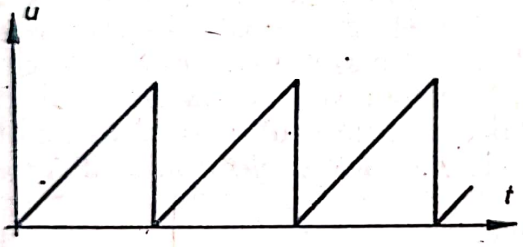


Fig. 3.61

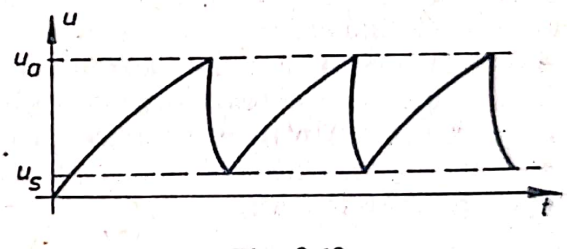


Fig. 3.63

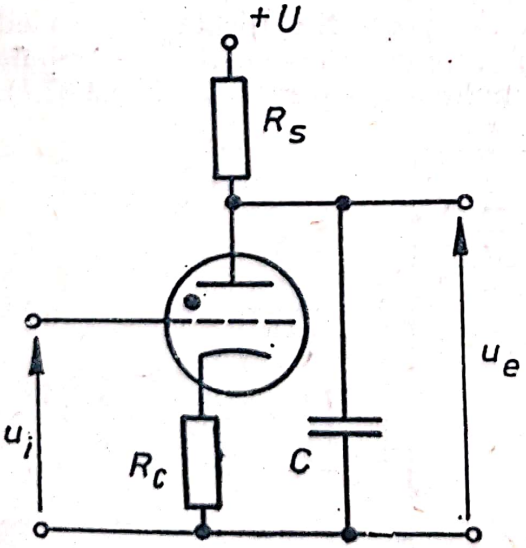


Fig. 3.62

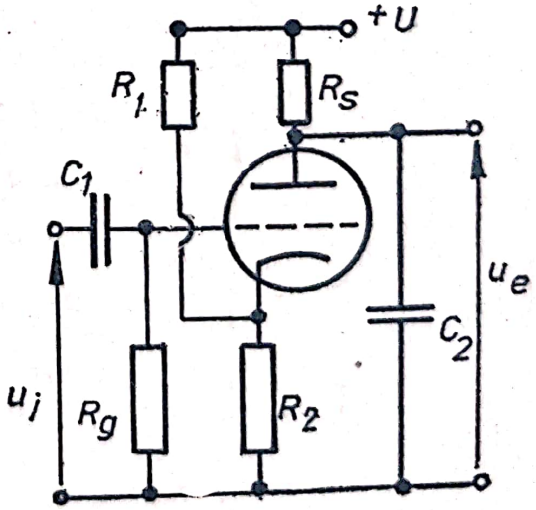


Fig. 3.64

Scanned with OKEN Scanner

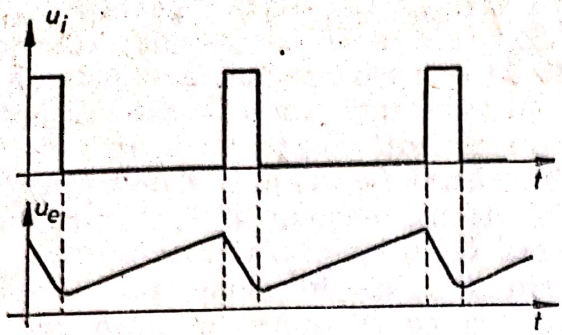


Fig. 3.65

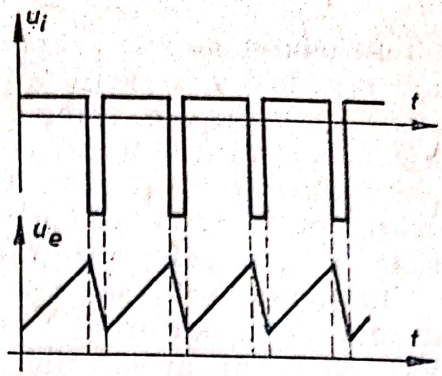


Fig. 3.66

carcă condensatorul prin rezistența sa internă. Un asemenea circuit poate fi comandat cu ajutorul unui circuit basculant autooscilant. Alura tensiunii obținute este redată în figura 3.65.

O altă posibilitate de obținere a tensiunii în dinte de ferăstrău o constituie integrarea unui semnal dreptunghiular de formă adecvată (fig. 3.66).

3.5. PRELUCRAREA ELECTRONICĂ A SEMNALELOR

Generalități. În cadrul investigațiilor experimentale apare de multe ori necesitatea de a efectua diferite operații matematice cu valorile mărimilor măsurate. În acest sens, este rațional ca, în loc de a se recolta separat rezultatele măsurării și a se efectua ulterior calculele aferente, să se procedeze direct la efectuarea lor automată, simultan cu măsurarea. Întrucît, prin intermediul traductoarelor, mărimile fizice, indiferent de natura lor, pot fi convertite în semnale electrice proporționale, în cuprinsul acestui paragraf sînt expuse modalitățile de a efectua pe cale electrică și electronică diverse operații matematice.

3.5.1. Adunarea și scăderea

Însumarea algebrică a tensiunilor electrice poate fi realizată, fie în mod direct prin conectarea în serie a circuitelor care conțin semnalele ce trebuie însumate (fig. 3.67, *a*), fie cu ajutorul unui amplificator operațional (fig. 3.67, *b*).

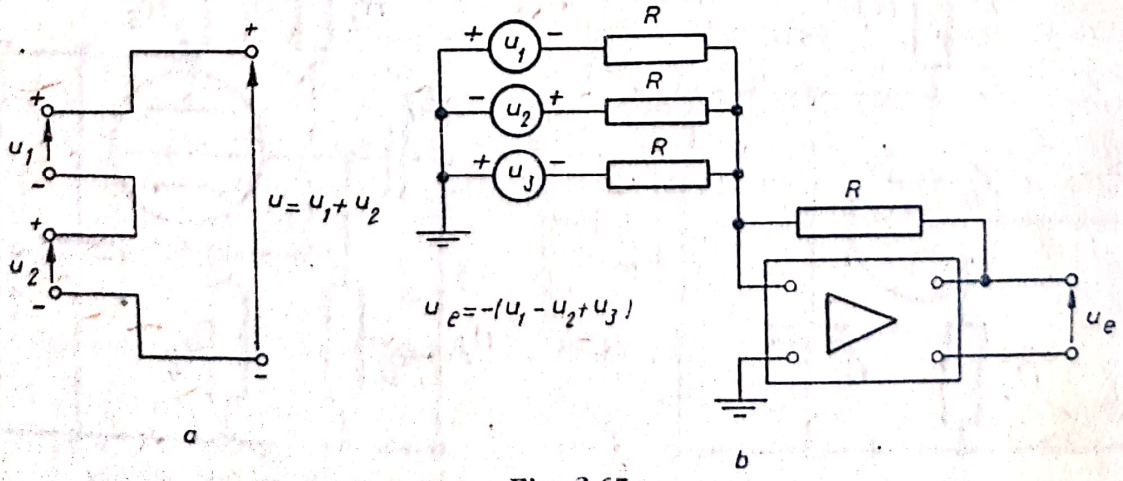


Fig. 3.67

În acest ultim caz, prin echiparea corespunzătoare a rețelelor de reacție a amplificatorului operațional, însumarea se obține prin aplicarea relației (3.75) și a principiului suprapunerii efectelor.

3.5.2. Generarea de funcții

De multe ori apare necesitatea de a prelucra semnalul măsurat în raport cu o anumită dependență funcțională.

O posibilitate simplă de generare a funcțiilor o constituie utilizarea potențiometrelor. În acest scop mărimea care trebuie prelucrată este convertită într-o deplasare liniară sau unghiulară care este comunicată potențiometrului. Realizarea dependenței funcționale dorite este asigurată prin modificarea, fie a traseului de înfășurare a firului rezistiv, fie a materialului rezistiv întrebuințat, fie a caracteristicilor peliculei rezistive depuse pe suportul izolant al potențiometrului. În figura 3.68 sînt prezentate cîteva variante posibile de generatoare potențiometrice de funcții.

Marele dezavantaj al generatoarelor potențiometrice constă în faptul că, avînd piese în mișcare și frecări de tip uscat, funcționarea lor este limitată sub aspectul frecvenței maxime de lucru.

Generatoarele de funcții cu diode elimină acest dezavantaj, ele putînd funcționa în bune condițiuni chiar la valori foarte ridicate ale frecvenței de lucru. Principiul de funcționare al unui asemenea generator este descris în figura 3.69. Dioda constituie un întrerupător de circuit avînd practic o rezistență infinită atîta timp cît este invers polarizată și o rezistență foarte mică atunci cînd este polarizată în sens direct. Folosind elemente de circuit cu diode polarizate în mod corespunzător se poate genera orice tip de dependență funcțională, aproximînd-o prin segmente de dreaptă (fig. 3.70). Astfel, generatorul de funcții tip 8022[1] poate realiza aproximarea unei funcții

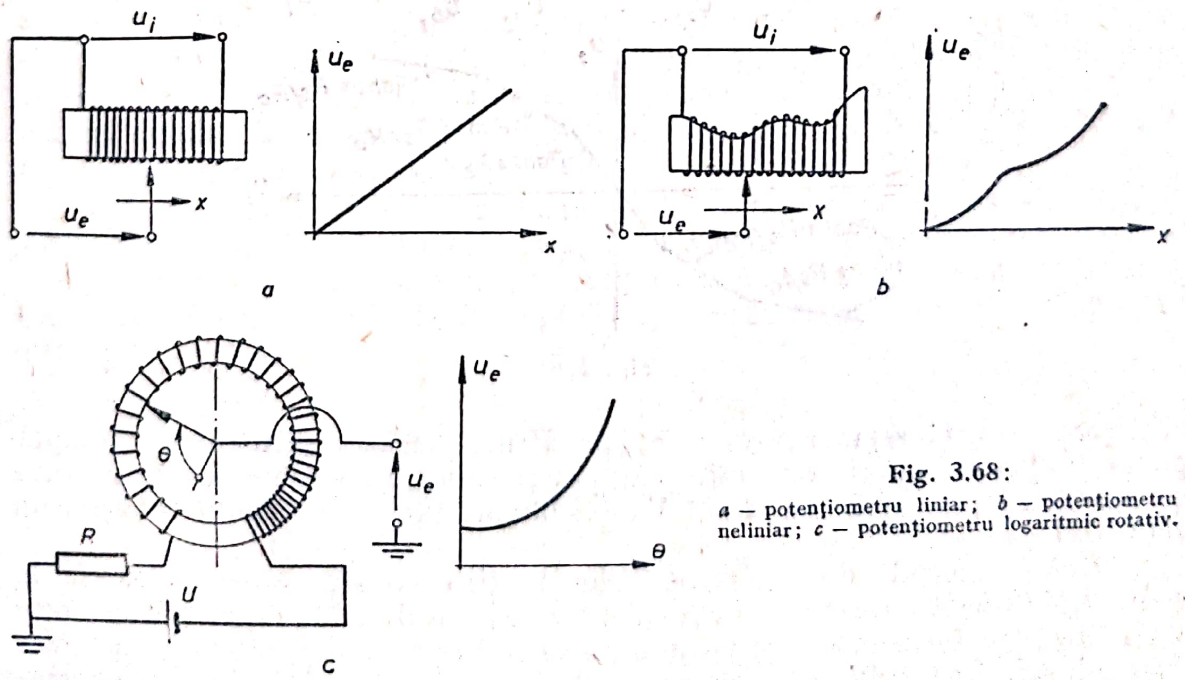


Fig. 3.68:
a — potențiometru liniar; *b* — potențiometru neliniar; *c* — potențiometru logaritmic rotativ.

[1] Computing Techniques LTD.

Scanned with OKEN Scanner

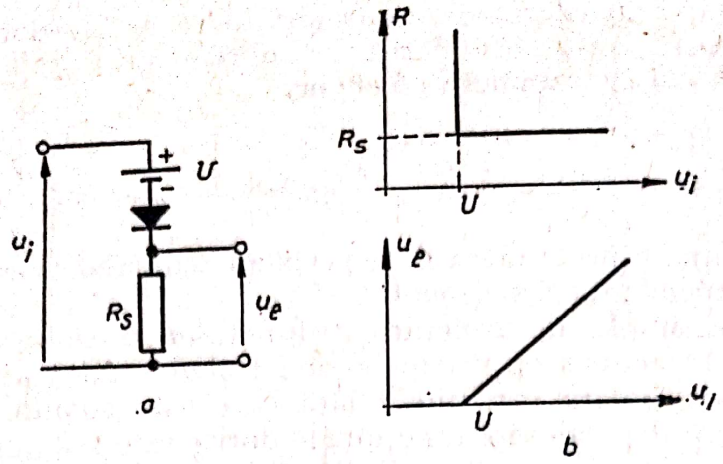


Fig. 3.69

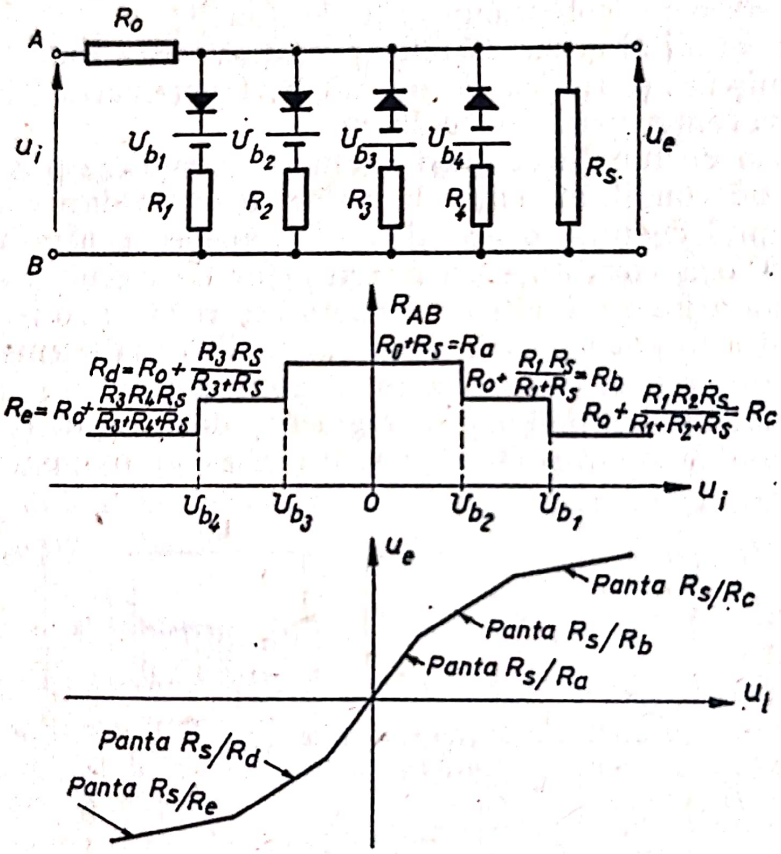


Fig. 3.70

arbitrare prin 11 segmente de dreaptă. Panta fiecărui segment de dreaptă poate fi ajustată cu ajutorul cîte unui potențiometru iar schimbarea de pantă se produce la intervale de cîte 1 V de-a lungul axei u_i (tensiune maximă de intrare 11 V).

O clasă specială de generatoare de funcții o constituie generatoarele de semnal sinusoidal. Acestea sînt realizate cu ajutorul oscilatoarelor electronice cu tuburi sau tranzistoare și permit reglarea frecvenței de oscilație în limite foarte largi. În tabelul 3.6 sînt prezentate cîteva tipuri de asemenea generatoare de semnal împreună cu principalele lor caracteristici.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.6

Generatoare de frecvenţă

Firma constructoare	Tipul aparatului	Domeniul de frecvenţe	Eroarea de frecvenţă	Tensiune sinusoidală		Tensiune rectangulară	
				Tensiunea maximă	Impedanţa de ieşire	Tensiunea maximă	Impedanţa de ieşire
IEMI (R.S.R.)	E 0501	1 Hz ... 1 MHz în 6 trepte	max. 5% din citire ± 0,02 Hz	3 V_{ef}	600 Ω	3,5 V_{vv}	50 Ω
	PM 5160	1 Hz ... 1 MHz în 6 trepte	<2% (10Hz...1MHz) <3% (1 Hz ... 10 Hz)	2 V_{RMS}	600 Ω	2,2 V_{vv}	50 Ω
Philips (Olanda)	PM 5168	0,0005 Hz ... ... 5 kHz în 7 trepte	<3% din valoarea maximă a scării	6 V_{vv}	600 Ω	20 V_{vv}	—

3.5.3. Multiplicarea şi divizarea

Există mai multe posibilităţi de a realiza pe cale electrică sau electronică operaţiile de multiplicare şi divizare.

O posibilitate de efectuare a multiplicării a două tensiuni electrice constă în utilizarea uneia din tensiuni pentru acţionarea unui servomotor în scopul producerii unei deplasări unghiulare proporţionale. Deplasarea astfel produsă este aplicată unui potenţiometru liniar, alimentat la cealaltă tensiune cu care trebuie realizată înmulţirea. Tensiunea de ieşire din potenţiometru va fi proporţională cu produsul celor două tensiuni (fig. 3.71).

Operaţia de multiplicare poate fi realizată şi cu ajutorul unui circuit în punte (fig. 3.72). În acest scop puntea este alimentată cu tensiunea provenită prin convertirea uneia din mărimile măsurate (q_1). Cea de-a doua mărime (q_2), care trebuie înmulţită cu prima, acţionează asupra unui traductor montat în punte. În felul acesta, tensiunea de dezechilibru a punţii va fi proporţională cu produsul celor două mărimi ($q_1 \times q_2$).

Alte metode de realizare a operaţiei de multiplicare se bazează pe utilizarea generatoarelor de funcţii. Astfel, în figura 3.73 este descrisă funcţionarea unui multiplicator logaritmic care utilizează trei generatoare de funcţii logaritmice dintre care unul conectat în sens invers (generator antilogaritmic).

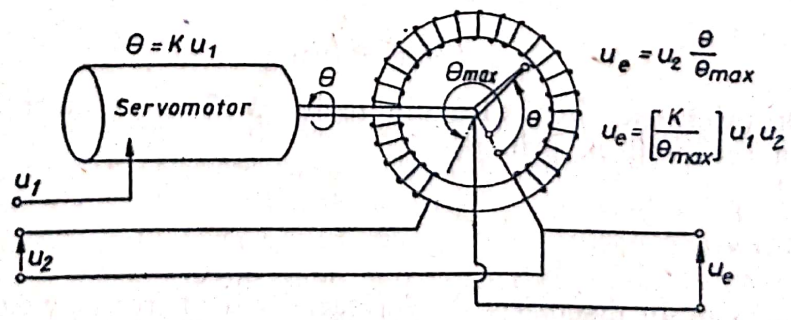


Fig. 3.71

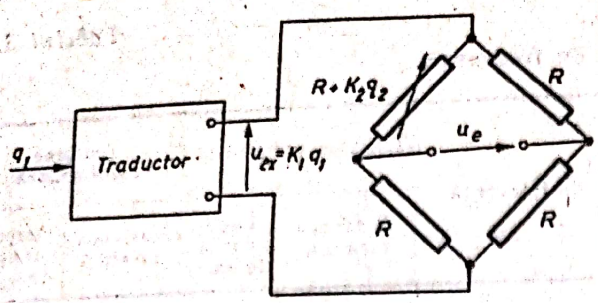


Fig. 3.72:

$$u_e = u_{ex}\frac{1}{4}\frac{K_2}{R}q_2 = \frac{K_1K_2}{4R}q_1q_2.$$

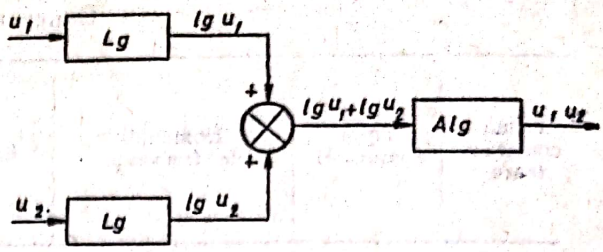


Fig. 3.73.

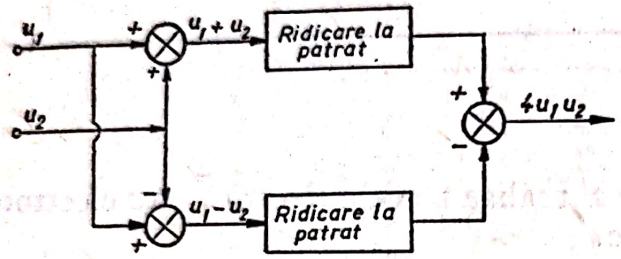


Fig. 3.74

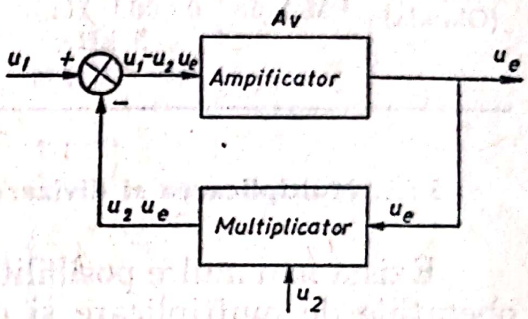


Fig. 3.75

În figura 3.74 este descrisă funcționarea multiplicatorului pătratic care utilizează două generatoare pătratice, un circuit de adunare și două circuite de scădere.

Pentru efectuarea operației de diviziune, oricare din multiplicatoarele descrise poate fi utilizat într-un circuit cu reacție negativă al unui amplificator cu factor mare de amplificare — de regulă un amplificator operațional (fig. 3.75). Conform relației (3.64) tensiunea de ieșire din circuitul cu reacție va fi:

$$u_e = A_v[u_1 - u_2u_e].$$

adică:

$$u_1 - u_2u_e = u_e/A_v \cong 0. \tag{3.76}$$

Relația (3.76) este valabilă numai în cazul cînd factorul de amplificare A_v are valori foarte mari ($10^6 \ldots 10^8$). În aceste condiții relația (3.76) devine:

$$u_e \cong u_1/u_2, \tag{3.77}$$

indicînd proprietatea circuitului din figura 3.75 de a efectua operația de diviziune a tensiunii u_1 prin u_2.

3.5.4. Derivarea

Cel mai simplu dispozitiv de derivare poate fi realizat cu ajutorul unui circuit R—C în configurația de filtru trece-sus (fig. 3.76).

Scanned with OKEN Scanner

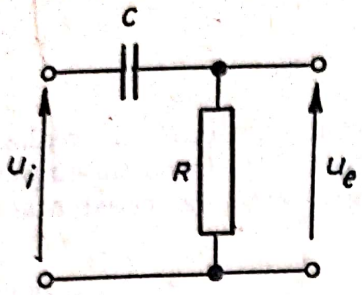


Fig. 3.76

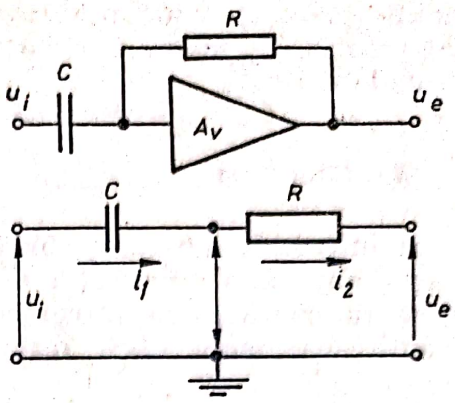


Fig. 3.77

Dacă elementele circuitului sînt astfel dimensionate încît rezistența să fie mult mai mică decît reactanța capacitivă:

$$R \ll X_c, \tag{3.78}$$

atunci întreaga tensiune aplicată la intrare va apare pe armăturile condensatorului:

$$u_i \cong \frac{q}{C} = \frac{1}{C}\int i \, dt, \tag{3.79}$$

iar tensiunea de ieșire va fi:

$$u_e = iR \cong RC \frac{du_i}{dt}, \tag{3.80}$$

deci, proporțională cu derivata în raport cu timpul a tensiunii aplicate la intrare. Dezavantajul esențial al acestui circuit constă în valoarea foarte mică a semnalului la ieșire. Aceasta este cauzată de valoarea foarte mică, fie a capacității, fie a rezistenței circuitului, impusă de îndeplinirea condiției (3.78).

Situația poate fi remediată prin folosirea unui amplificator operațional echipat ca dispozitiv de derivare (fig. 3.77). Analiza circuitului echivalent conduce la relațiile:

$$\begin{cases} i_1 = i_2, \\ u_i = \dfrac{1}{C}\displaystyle\int i_1 \, dt, \\ u_e = -Ri_2, \end{cases} \tag{3.81}$$

deci:

$$u_e = -RC \, du_i/dt. \tag{3.72}$$

Dezavantajul major al tuturor dispozitivelor de derivare constă în configurația lor de filtru trece-sus care determină amplificarea exagerată a zgomotelor de înaltă frecvență, prezente în circuit. Din această cauză efectuarea operației de derivare se evită ori de cîte ori este posibil. Dacă este necesară totuși efectuarea ei, semnalul supus derivării trebuie să fie foarte „curat". În acest sens, nu se vor folosi pentru derivare semnale care provin din

Scanned with OKEN Scanner

amplificatoare cu undă purtătoare, întrucît acestea conțin un semnal rezidual parazit, de înaltă frecvență, care va fi redat în mod exagerat de circuitul de derivare.

3.5.5. Integrarea

Și integrarea poate fi efectuată cu ajutorul unui circuit $R—C$, realizat de astă dată în configurația de filtru trece-jos (fig. 3.78). Condiția impusă pentru ca circuitul să integreze semnalul de intrare este ca rezistența să fie mult mai mare decît reactanța capacitativă:

$$R \gg X_c. \tag{3.83}$$

În această situație întreaga tensiune aplicată în intrare apare pe rezistență:

$$u_i \cong Ri, \tag{3.84}$$

iar tensiunea, foarte redusă, care se obține între armăturile condensatorului va reprezenta integrala în raport cu timpul a tensiunii de intrare:

$$u_e = \frac{1}{C}\int i\,dt = \frac{1}{RC}\int u_i dt. \tag{3.85}$$

Dezavantajul obținerii unui semnal de ieșire foarte mic poate fi și în acest caz evitat prin folosirea unui amplificator operațional, echipat ca dispozitiv de integrare (fig. 3.79). Analiza circuitului echivalent conduce la relațiile:

$$\begin{cases} i_1 = i_2 \\ u_i = i_1 R \\ u_e = -\frac{1}{C}\int i_2\,dt = -\frac{1}{RC}\int u_i\,dt. \end{cases} \tag{3.86}$$

3.5.6. Convertirea tensiune-frecvență și frecvență-tensiune

Convertirea semnalelor de tensiune în semnale de frecvență variabilă, proporțională cu tensiunea aplicată, devine o operație tot mai frecvent utilizată în tehnica măsurărilor; în particular procedeul stă la baza sistemelor

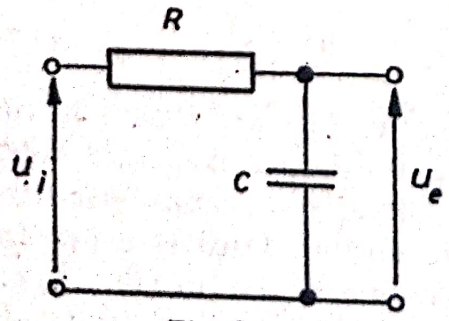


Fig. 3.78

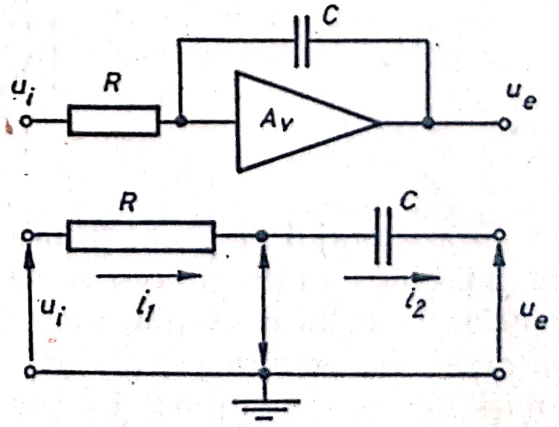


Fig. 3.79

Scanned with OKEN Scanner

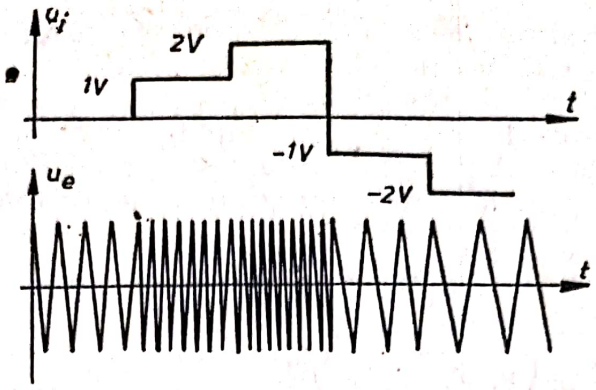


Fig. 3.80

de măsurare cu transmitere la distanță (telemetrice), care funcționează pe principiul modulației de frecvență.

Un convertor tensiune-frecvență este alcătuit dintr-un oscilator a cărui frecvență este controlată cu ajutorul tensiunii care îi este aplicată. Se folosesc de regulă oscilatoare armonice cu rețea de defazare *RC* sau oscilatoare anarmonice de tipul circuitului basculant. Tensiunea de comandă este folosită pentru modificarea rezistenței interne a unei componente active (tub sau tranzistor) care intră în circuitul ce determină frecvența de oscilație.

Atîta timp cît tensiunea de comandă este nulă, oscilatorul oscilează pe frecvența sa centrală, cuprinsă de regulă în intervalul 400 ... 70 000 Hz. Variații ale tensiunii de comandă produc modificări ale frecvenței, de o parte și de alta a valorii centrale, în funcție de polaritatea tensiunii aplicate. Schema bloc a unui asemenea sistem este prezentată în figura 3.80.

Un exemplu tipic de aplicație a principiului de convertire tensiune-frecvență îl constituie principiul de funcționare al voltmetrului numeric (fig. 3.81).

În cadrul acestui sistem o tensiune de intrare nulă produce o frecvență nulă, deci nu există frecvență centrală. Tensiunea de intrare este aplicată unui amplificator operațional, echipat în configurație de integrator. Tensiunea la ieșirea din amplificator este, conform relației (3.86):

$$u_e = -\frac{1}{RC}\int (u_i + u_r)\,dt = $$

$$= -\frac{1}{RC}\int u_i\,dt - \frac{1}{RC}\int u_r\,dt. \qquad (3.87)$$

Pentru o tensiune de intrare constantă, tensiunea la ieșirea din integrator va fi reprezentată de o rampă negativă. Această tensiune este aplicată unui detector

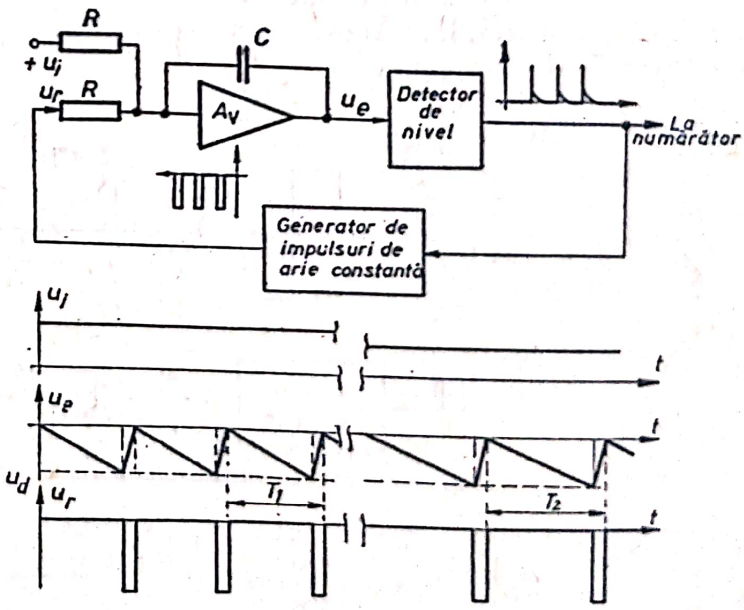


Fig. 3.81

de nivel astfel reglat, încît, ori de cîte ori rampa atinge o valoare limită u_d se declanşează un impuls care este folosit pentru comanda unui generator de impulsuri dreptunghiulare, de arie riguros constantă. Aceste impulsuri sînt aplicate la intrarea în amplificatorul operaţional printr-un dispozitiv de însumare. Aria impulsurilor este astfel dimensionată încît ea să determine readucerea la zero a tensiunii de ieşire din integrator:

$$|u_d| = \frac{1}{RC}\int u_r \, dt, \tag{3.88}$$

adică:

$$\text{Aria impulsului} = \int u_r \, dt = |u_d| \, RC. \tag{3.89}$$

Impulsurile produse de detectorul de nivel sînt în acelaşi timp aplicate unui numărător care le totalizează pe o durată de timp riguros constantă şi afişează rezultatul sub formă numerică.

Se observă că, la creşterea tensiunii aplicate la intrare, panta rampei generate de integrator creşte şi perioada de oscilaţie a tensiunii u_e se micşorează (frecvenţa de oscilaţie creşte); numărul de impulsuri totalizat pe o perioadă de timp dată va fi şi el corespunzător mai mare.

Principiul de lucru al acestui aparat constituie în acelaşi timp principiul de realizare a convertirii analogic — numeric, utilizată pe scară largă în prelucrarea automată a rezultatelor experimentale.

Convertirea frecvenţă-tensiune se poate realiza într-un mod oarecum asemănător. Întrucît un asemenea convertor trebuie să răspundă la orice fel de variaţie a semnalelor de intrare (fig. 3.82), în circuitul de intrare se introduce un filtru trece-sus pentru a se reţine numai componenta variabilă a semnalului. Frecvenţa semnalului poate fi acum măsurată cu ajutorul unui detector de schimbare de semn. Un asemenea detector emite cîte un impuls ori de cîte ori semnalul îşi schimbă polaritatea. Aceste impulsuri sînt folosite pentru a comanda un generator de impulsuri de arie riguros constantă, aplicate la rîndul lor unui filtru trece-jos, care va realiza o mediere în timp a semnalului. Un asemenea circuit de convertire frecvenţă-tensiune este reprezentat în figura 3.83. Acest circuit este tipic, de exemplu, pentru tahometrele electronice de tip analogic.

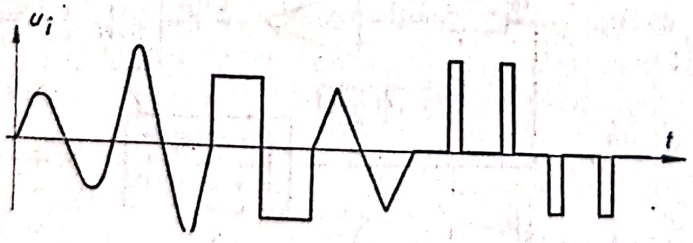


Fig. 3.82

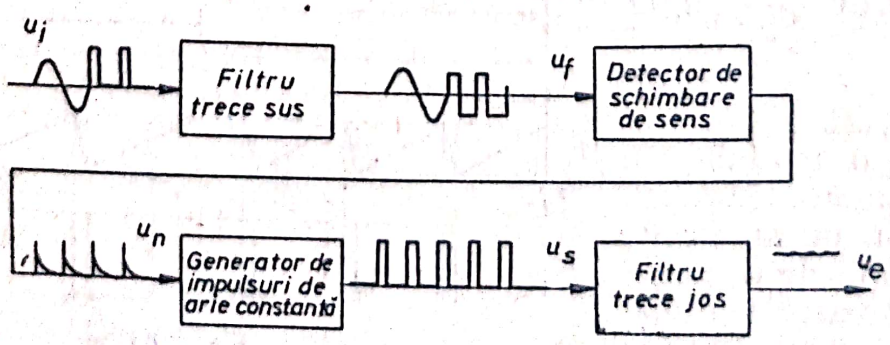


Fig. 3.83

Scanned with OKEN Scanner

3.6. VIZUALIZAREA ŞI ÎNREGISTRAREA SEMNALELOR ELECTRICE

Generalităţi. Rezultatul oricărei măsurări trebuie să poată fi exprimat sub formă cantitativă, ori, în acest scop este necesar ca el să fie prezentat sub o formă accesibilă simţurilor omeneşti, mai precis organelor vizuale. Aparatura care realizează indicarea valorică a mărimii semnalelor electrice poartă denumirea de aparatură de vizualizare, atunci cînd rezultatul măsurării este vizibil numai atîta timp cît asupra aparatului acţionează semnalul măsurat şi aparatură de înregistrare, atunci cînd rezultatul măsurării este înscris pe hîrtie, sau înregistrat pe bandă magnetică, el fiind accesibil şi la mult timp după dispariţia acţiunii semnalului măsurat.

3.6.1. Voltmetrul analogic

Voltmetrul analogic este unul din cele mai răspîndite aparate de vizualizare, destinat măsurării tensiunilor continue şi a unor parametri caracteristici ai tensiunilor variabile în timp. Funcţionarea lui se bazează pe interacţiunea electromagnetică a unui cîmp magnetic fix, produs de un magnet permanent, cu cîmpul electromagnetic produs de curentul care străbate înfăşurarea mobilă a aparatului (fig. 3.84).

Deşi este utilizat la măsurarea tensiunilor, voltmetrul este de fapt un aparat sensibil la curent. Printr-o execuţie îngrijită şi prin compensarea variaţiei cu temperatura a rezistenţei firului din care este confecţionată înfăşurarea, aparatul este capabil să măsoare cu o precizie remarcabilă (eroare maximă 0,1% din valoarea limitei superioare a scalei). Perfecţionări relativ recente în construcţia acestui aparat înlocuiesc lagărele pe pietre printr-o suspensie torsională (fig. 3.85), care elimină frecările uscate şi histerezisul aferent. Banda torsionată serveşte simultan ca suspensie, conductor electric şi resort de echilibrare a cuplului electromagnetic.

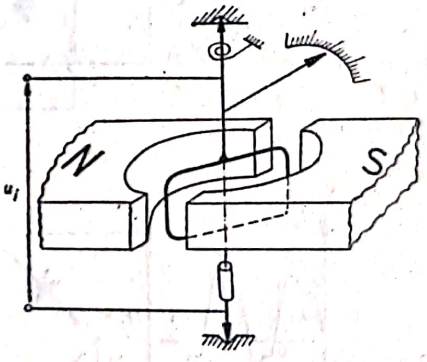


Fig. 3.84

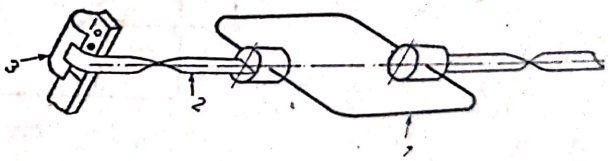


Fig. 3.85:
1 — cadru bobinat; *2* — bandă elastică torsionată; *3* — resort de tensionare.

Pentru măsurarea tensiunilor foarte mici se foloseşte milivoltmetrul electronic, format prin cuplarea unui amplificator electronic cu un voltmetru obişnuit (fig. 3.86).

Cînd tensiunea aplicată voltmetrului este variabilă, aparatul poate măsura anumiţi parametri caracteristici ai variaţiei respective.

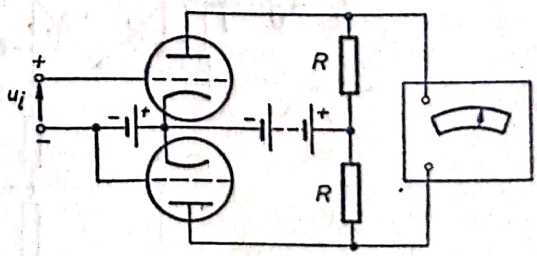


Fig. 3.86

Scanned with OKEN Scanner

a) **Măsurarea valorii medii.** În acest caz, tensiunea de intrare este aplicată unei punți de redresare cu diode, astfel încît, aparatului îi este prezentată o variație corespunzătoare tensiunii redresate. Dacă variația este suficient de rapidă, acul ridicător nu o va putea urmări și el se va stabiliza pe o poziție corespunzătoare valorii medii a tensiunii redresate (fig. 3.87).

b) **Măsurarea valorii de vîrf.** Și în acest caz tensiunea de intrare este aplicată unei punți de redresare, însă, la ieșirea din punte este cuplat în paralel un condensator C. Acesta se încarcă la valoarea maximă a tensiunii redresate și rămîne ca atare, deoarece descărcarea lui nu este posibilă, decît printr-o rezistență foarte mare, care poate fi: cea a aparatului sau, rezistența inversă a diodelor punții (fig. 3.88).

c) **Măsurarea valorii rădăcinii medii pătratice (R.M.S.).** Un voltmetru capabil să măsoare valoarea adevărată a rădăcinii medii pătratice este un instrument complex și scump. Se pot obține, însă, rezultate suficient de precise și cu o construcție mai simplă (fig. 3.89). Realizarea unei dependențe

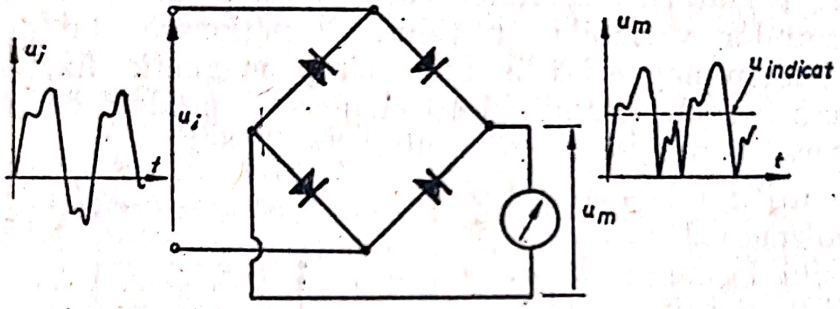


Fig. 3.87

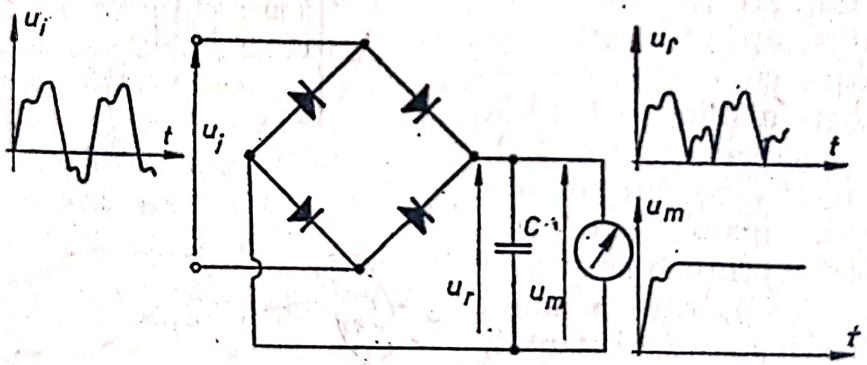


Fig. 3.88

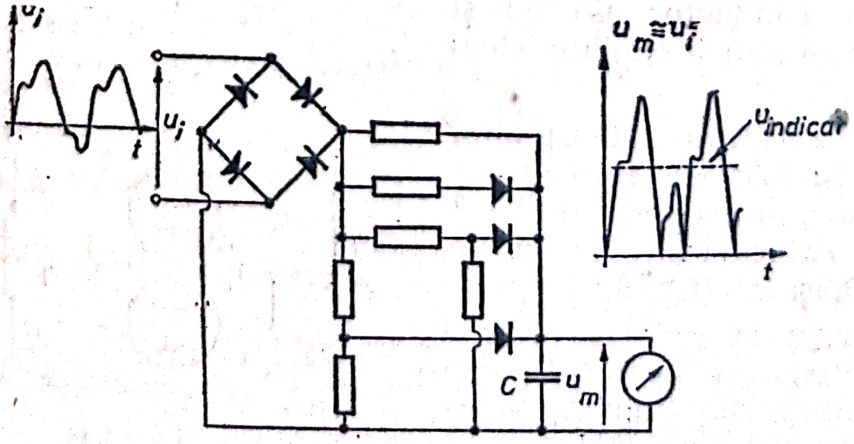


Fig. 3.89

Scanned with OKEN Scanner

parabolice între tensiunea aplicată aparatului de măsurare și tensiunea de intrare se aproximează prin intermediul unui generator de funcție cu 3 diode (§ 3.5.2). Valoarea medie a tensiunii, la care se încarcă condensatorul C, servește drept tensiune de polarizare inversă, variabilă, aplicată diodelor generatorului; se obține, pe această cale, o valoare mai precisă decît prin utilizarea polarizării constante. Medierea semnalului este realizată prin caracteristica de filtru trece-jos a sistemului mecanic al aparatului, iar rădăcina pătrată este obținută prin distorsionarea corespunzătoare a scalei acestuia.

Cînd precizia de măsurare trebuie să fie foarte mare, se utilizează aparate care folosesc dependența pătratică a căldurii disipate pe o rezistență, în funcție de curentul care o parcurge. Rezistența folosită — foarte stabilă la variația temperaturii — este aplicată pe un suport ceramic și închisă în atmosferă inertă. Un termocuplu este atașat rezistenței și măsoară permanent temperatura acesteia. Sistemul este astfel realizat, încît, transferul de căldură decurge ca un proces cvasiliniar și deci, temperatura de echilibru a rezistenței devine o mărime care apreciază valoarea medie pătratică a tensiunii aplicate la intrare. Toate aparatele care măsoară valoarea rădăcinii medii pătratice trebuie să posede capacitatea de a primi valori de vîrf ale mărimii de intrare, mari față de valoarea R.M.S. Factorul de vîrf, definit ca raport între tensiunea maximă de vîrf, acceptată de aparat și tensiunea maximă R.M.S. măsurată, trebuie să aibă valori mari (5 ... 10).

În tabelul 3.7 sînt prezentate cîteva tipuri de voltmetre analogice împreună cu principalele lor caracteristici. Întrucît aceste aparate se folosesc uneori și pentru măsurarea curentului, sau a rezistenței ele poartă denumirea curentă de *multimetre*.

Tabelul 3.7

Voltmetre analogice

Firma constructoare	Tipul voltmetrului	Domeniul pe măsurare	Eroarea de măsurare	Observații
IEMI (R.S.R.)	E 0401	100 mV ... 1000 V(CC) în 7 trepte 100 mV_{ef} ... 1 000 V_{ef}(CA) în 6 trepte	< 2,5% din valoarea maximă a scării de măsurare	Voltmetru electronic; măsoară și rezistențe
	E 0403	0,5 mV ... 1 000 V(CC) în 19 trepte 0,5 mV_{ef} ... 700 V_{ef}(CA) în 19 trepte 5 $mV_{vîrf}$ ... 10 $V_{vîrf}$ în 5 trepte	± 1% din valoarea maximă a scării de măsurare ± 5% (± 7% pentru $f > 500$ kHz) din valoarea maximă a scării de măsurare	Multimetru electronic, măsoară și curenți, rezistențe, capacități și dispozitive semiconductoare
METRA (R.S.C.)	DU 20	5 mV ... 1 000 V(CC) în 8 trepte 0,05 V_{ef} ... 1 000 V_{ef}(CA) în 6 trepte	< 1% din valoarea maximă a scării de măsurare (CC)	Multimetru, măsoară și curenți și rezistențe
Hewlett & Packard (S.U.A.)	3400 A	1 mV_{RMS} ... 300 V_{RMS} în 12 trepte	± 5%	Voltmetru electronic *RMS* cu un factor de vîrf 100 : 1

Scanned with OKEN Scanner

3.6.2. Voltmetrul numeric

Un asemenea aparat acceptă la intrare o tensiune variabilă analogic şi prezintă rezultatul sub formă numerică. Principiul său de funcţionare a fost descris în § 3.5.6. Timpul reclamat pentru convertirea şi afişarea rezultatului variază, în funcţie de tipul aparatului, de la 1 s pînă la cîteva secunde. Precizia voltmetrului numeric depinde de precizia sursei interne a tensiunii de referinţă şi de numărul căsuţelor de afişaj. Astfel, un aparat cu 5 căsuţe de afişaj va comite o eroare de rotunjire a rezultatului de $\pm$ 0,001%, în raport cu valoarea maximă ce poate fi măsurată.

În tabelul 3.8 sînt prezentate cîteva tipuri de voltmetre numerice împreună cu principalele lor caracteristici.

3.6.3. Osciloscopul

Osciloscopul este instrumentul cel mai folosit pentru vizualizarea variaţiei în timp a mărimilor măsurate. Întrucît, trasarea curbei de variaţie se realizează cu ajutorul unui fascicul de electroni, rapiditatea de răspuns a acestui aparat este extrem de bună, domeniul frecvenţelor de lucru putînd fi extins pînă la valori de ordinul gigaherzilor (10^9 Hz).

Elementul de bază al osciloscopului, pe care se materializează şi vizualizarea, îl constituie tubul catodic (T.C.). Acesta este construit dintr-un vas de sticlă în formă de pîlnie în care s-a practicat un vid înaintat şi în interiorul căruia, în porţiunea sa cilindrică, se găsesc plasaţi o serie de electrozi (fig. 3.90).

Electrozii tubului catodic, în funcţie de rolul pe care îl îndeplinesc, se împart în două grupe:

— electrozii ce alcătuiesc aşa-numitul tun electronic, care au rolul de a realiza un fascicul de electroni grupaţi pe o secţiune foarte mică şi animaţi de viteze foarte mari;

— electrozii ce alcătuiesc sistemul de deflexie, care au rolul de a devia fasciculul de electroni în funcţie de mărimea semnalului măsurat.

Ecranul tubului, pe care devine vizibilă imaginea variaţiei mărimii măsurate, este plasat la partea opusă tunului electronic şi este prevăzut cu un strat de material ce devine fluorescent în urma impactului fasciculului de electroni. Fluxul de electroni, preluaţi de la catod, este reglat cu ajutorul potenţialului de grilă. În funcţie de valoarea potenţialului de negativare a grilei se va obţine în final o imagine mai mult sau mai puţin luminoasă.

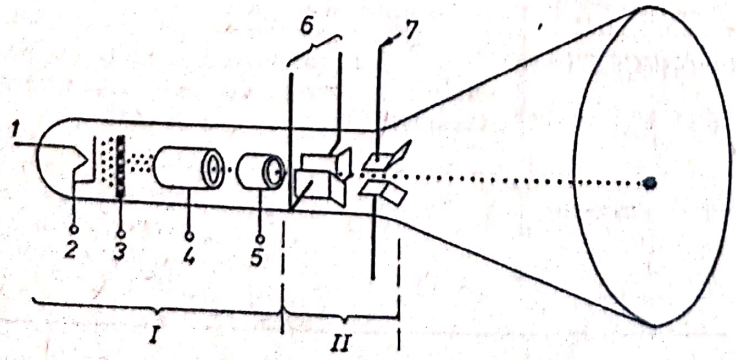


Fig. 3.90:
I — tunul electronic; *II* — grupul de deflexie; *1* — electrod de încălzire; *2* — catod; *3* — grilă; *4* — anod de focalizare; *5* — anod de accelerare; *6* — plăci de deflexie pe orizontală; *7* — plăci de deflexie pe verticală.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.8

Voltmetre numerice

Firma constructoare	Tipul voltmetrului	Domeniul de măsurare	Numărul de cifre afișate	Precizia	Impedanța de intrare	Protecția la suprasarcină	Observații
IEMI (R.S.R.)	E 0302	0,1 mV ... 1000 V(CC) în 5 trepte 0,1 mV_{ef} ... 350 V_{ef}(CA) în 5 trepte	4 prin tuburi Nixie	(± 0,1% ... ± 0,3%) din citire ± 1 digit (± 0,2% ... 1,5%) din citire ± 1 digit	(10 ... 1000)MΩ (1 ... 10)MΩ	(220 ... 1200)V (220 ... 350) V_{ef}	Multimetru, măsoară și curenți (CC și CA) și rezistențe
	E 0303	10 μV ... 1000 V(CC)	4 prin tuburi Nixie	0,05% din citire ± 1 digit	5 000MΩ	—	
Philips (Olanda)	PM 2421	10 μV ... 1000 V(CC) 10 μV_{ef} ... 1000 V_{ef}(CA)	4	± 01,% din citire ± 1 digit (CC)	1400MΩ	—	Multimetru, măsoară și curenți (CC și CA) și rezistențe
	PM 2433	100 μV ... 399,9 V(CC)	4	± 0,1% din citire ± 1 digit	(10 ... 100)MΩ	—	
Schlumberger (Anglia)	A 220	10 μV ... 1000 V(CC) 10 μV_{ef} ... 1000 V_{ef}(CA)	5 5	± 0,01% din citire ± 1 digit ± 0,05 ... 1% din citire ± 1 digit	(10 ... 100)MΩ (1 ... 10)MΩ	(300 ... 1200) V (300 ... 1200) V_{virf}	Multimetru, măsoară și rezistențe
	A 235	1 μV ... 1000 V(CC) 1 μV_{ef} ... 1000 V_{ef}(CA) 1 μV ... 1000 V(RMS)	6	0,003% din citire ± 1 digit (CC)	(10 ... 1000)MΩ (1 ... 10)MΩ (1 ... 10)MΩ	(300 ... 1200) V (300 ... 1200) V_{virf} (300 ... 1200) V_{virf}	Multimetru, măsoară și rezistențe

Scanned with OKEN Scanner

Reglajul tensiunii de grilă se efectuează cu ajutorul unui potențiometru plasat pe panoul frontal al aparatului și marcat „Luminozitate". În continuare, electronii care trec de grilă sînt concentrați într-un fascicul extrem de subțire, cu ajutorul unui cîmp electric produs de un electrod inelar numit anod focalizator. Reglajul intensității și configurației acestui cîmp se realizează de asemenea de la un potențiometru, plasat pe panoul frontal al aparatului și marcat „Focalizare". Se reglează astfel forma spotului luminos determinat pe ecran de zona de impact a fasciculului electronic, cît mai aproape de cea a unui mic cerc. În final, fasciculul focalizat este puternic accelerat de către anodul de accelerare, aflat la o tensiune de mai mulți kilovolți. Energia de impact a fasciculului de electroni pe stratul de material fluorescent este parțial transformată în căldură (90%) și parțial în energie luminoasă (10%). Întrucît căldura degajată la locul de impact este o funcție de energia spotului și durata impactului, se recomandă, pentru mărirea durabilității tubului, ca luminozitatea să fie redusă odată cu scăderea vitezei de deplasare a spotului luminos pe ecran. Deplasarea spotului pe ecran se obține prin aplicarea unor tensiuni variabile asupra sistemului de deflexie. Sistemul de deflexie utilizat la osciloscoapele de măsurare este de tip electrostatic. El este format din două perechi de plăci paralele plasate în două plane perpendiculare. În funcție de valoarea tensiunilor, aplicate pe plăcile sistemului de deflexie, se obțin două cîmpuri electrice perpendiculare, care determină deviația fasciculului electronic. Astfel, prin aplicarea unor tensiuni variabile pe cele două perechi de plăci de deflexie, se obține, pe ecran o curbă determinată de pozițiile succesive ale spotului luminos și de persistența imaginii pe retina ochiului observatorului.

În figura 3.91 este reprezentată schema bloc a unui osciloscop. În condiții obișnuite de lucru, semnalul, a cărui variație în timp trebuie vizualizată, este aplicat la intrarea canalului vertical (Y) al osciloscopului. Dacă în procesul de măsurare trebuie păstrată și componenta continuă a semnalului, se selectează prin comutare intrarea de curent continuu (=) a canalului; dacă valoarea componentei continue nu este interesantă, se selectează intrarea cuplată pe condensator (~). Pentru a se putea încadra imaginea pe ecranul

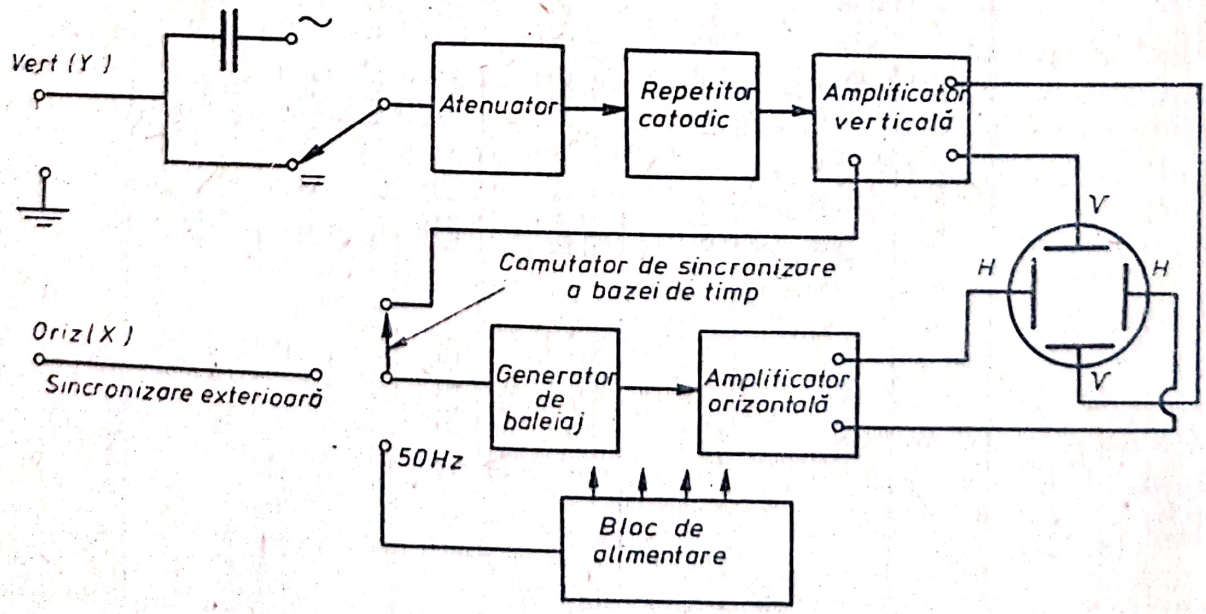


Fig. 3.91

Scanned with OKEN Scanner

tubului, în condițiile unui domeniu larg de variație a nivelului semnalului aplicat la intrare, primul element al circuitului este constituit dintr-un atenuator. Prin intermediul comutatorului atenuatorului se selectează scara de reprezentare pe verticală, a imaginii, exprimată în V (sau mV)/diviziune *. În continuare, pentru a asigura o valoare mare a impedanței de intrare în aparat, semnalul este aplicat pe un repetitor catodic (cu tub sau T.E.C.). Amplificatorul canalului vertical este de tipul „în contratimp" și prevăzut, de regulă, cu compensare pentru extinderea benzii de frecvențe. Semnalul, la ieșirea din amplificator, este aplicat pe perechea de plăci orizontale ale T.C., determinînd deplasarea spotului luminos într-un plan vertical (axa *Y*).

Pentru a corela variația mărimii măsurate cu scurgerea timpului, deplasarea pe orizontală a spotului trebuie să se efectueze cu o viteză constantă. Valoarea acestei viteze trebuie să poată fi selectată, în cadrul unui domeniu larg de variație, pentru a putea urmări, convenabil, semnale avînd diferite rapidități de variație. Forma semnalului de tensiune, ce trebuie aplicat plăcilor de deflexie pe orizontală, pentru a obține o deviație direct proporțională cu timpul, este cea a dintelui de ferăstrău (v. fig. 3.61). Deci, baza de timp constă dintr-un generator de tensiune în dinte de ferăstrău a cărui frecvență poate fi sincronizată, fie de un semnal exterior, fie de un semnal obținut la atingerea unui anumit nivel, de către mărimea măsurată (preluat din amplificatorul canalului vertical), fie de către frecvența rețelei de alimentare. Tensiunea în dinte de ferăstrău este amplificată cu un amplificator în contratimp, de tipul celui utilizat în canalul vertical. Ea este aplicată perechii de plăci verticale ale T.C. determinînd deplasarea spotului luminos într-un plan orizontal.

Există și posibilitatea ca deplasarea pe orizontală să fie comandată prin intermediul a două baze de timp. Prima bază de timp primește semnalul de sincronizare și generează un impuls cu o întîrziere ce poate fi reglată cu ajutorul unui potențiometru cu vernier. Impulsul întîrziat este folosit la declanșarea și sincronizarea bazei de timp care determină deplasarea pe orizontală a spotului luminos. În acest mod este posibilă extinderea imaginii pe orizontală și explorarea ei prin deplasarea momentului de declanșare a bazei de timp care determină apariția imaginii pe ecran (fig. 3.92).

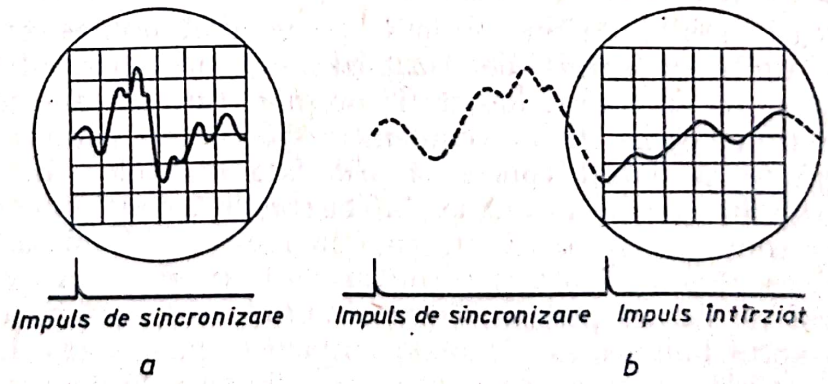


Fig. 3.92:
a — semnalul măsurat; *b* — semnalul extins prin mărirea vitezei de baleiaj și poziționat cu ajutorul impulsului întîrziat.

* În fața ecranului, pe o placă transparentă, sau la unele construcții mai perfecționate, direct pe ecranul tubului, este trasată o rețea rectangulară de diviziuni necesară scalării imaginii.

Scanned with OKEN Scanner

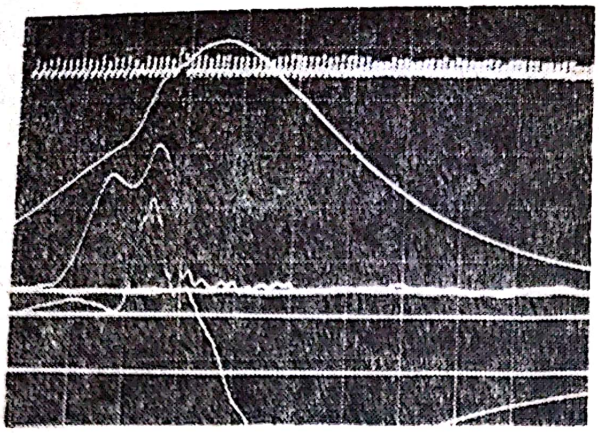


Fig. 3.93

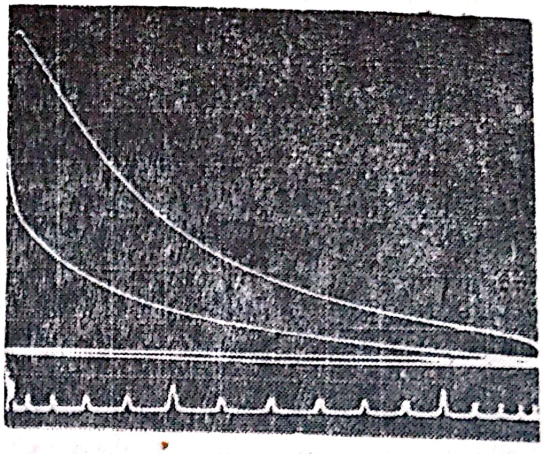


Fig. 3.94

Osciloscoapele care posedă flexibilitatea cea mai mare în utilizare sînt cele la care, accesul către plăcile de deflexie, atît pe verticală cît și pe orizontală, este posibil prin echiparea lor cu sertare interschimbabile. Astfel, pentru canalul vertical este posibilă echiparea cu amplificator obișnuit sau cu amplificator cu comutator electronic, care, permite reprezentarea simultană, sau alternativă, a doua pînă la patru semnale distincte (fig. 3.93).

Pentru canalul orizontal este posibilă echiparea cu bază de timp simplă sau dublă, precum și cu un amplificator de tipul celor utilizate pentru canalul vertical. În acest ultim caz, prin introducerea cîte unui semnal pe fiecare din canalele osciloscopului, se obține un mod de reprezentare a variației în coordonate $X-Y$. Un exemplu de utilizare a osciloscopului în modul de redare $X-Y$ îl constituie vizualizarea diagramei p, V a unui motor cu ardere internă (fig. 3.94). În acest scop pe intrarea Y (canalul vertical) este introdus un semnal proporțional cu presiunea gazelor din cilindru iar pe intrarea X (canalul orizontal), un semnal proporțional cu deplasarea pistonului.

În afara amplificatoarelor și bazelor de timp se mai confecționează sertare analizoare de spectru, trasatoare de curbe etc., care conferă osciloscopului posibilități multiple de utilizare.

Prin fotografierea imaginii, obținute pe ecranul osciloscopului, acesta se transformă dintr-un aparat de vizualizare într-un aparat înregistrator. Se poate utiliza, fie un aparat fotografic obișnuit care permite fotografierea imaginii obținute pe ecran, fie un echipament special care permite deplasarea filmului fotografic cu viteză constantă prin fața ecranului. În acest ultim caz există posibilitatea de a efectua înregistrarea semnalului, la o scară convenabilă a timpului, pe o durată mai îndelungată. Deplasarea filmului se face cu ajutorul unui motor sincron și o cutie de viteze care asigură viteze de translație de 1,5 pînă la 700 mm/s. Cînd se lucrează cu un asemenea echipament, spotul luminos este deplasat numai în plan vertical, eșalonarea pe orizontală fiind asigurată de deplasarea filmului fotografic. Pentru a putea marca o scară a timpului, pe aceste fotoînregistrări, se folosește o bază de timp specială care modulează intensitatea luminoasă a spotului (controlează tensiunea de grilă a T.C.). Astfel, pe înregistrarea fotografică curba apare întreruptă la intervale egale de timp (fig. 3.95). Acest procedeu poartă denumirea de modulație Z.

Scanned with OKEN Scanner

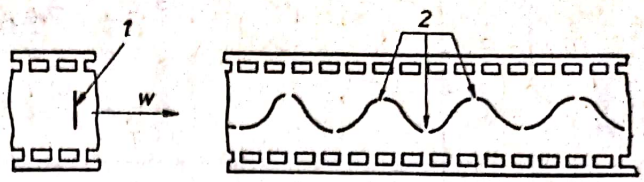


Fig. 3.95:
1 – spot luminos deplasat numai pe verticală; *2* – marcaje de timp; *w* – viteza de deplasare a filmului.

Un aparat care ocupă o poziție intermediară între clasa aparatelor de vizualizare și cea a aparatelor înregistratoare, în sensul că permite reținerea pe timp limitat a imaginii pe ecran, în vederea analizării ei, este osciloscopul cu remanență.

Fenomenul pe care se bazează păstrarea imaginii pe ecran îl constituie emisia secundară. Cînd fasciculul de electroni izbește ecranul, o serie de electroni sînt desprinși din stratul de material fluorescent; cu cît energia electronilor primari este mai mare, cu atît și numărul de electroni secundari crește. Raportul dintre numărul de electroni primari și secundari se definește drept raport de emisie secundară.

T.C. al osciloscopului cu remanență are o construcție specială. El este prevăzut, în plus, cu alte două tunuri electronice care emit „o ploaie" de electroni lenți. Ploaia de electroni lenți este uniform răspîndită pe întreaga suprafață a ecranului cu ajutorul a două benzi de colimare (lentile electrostatice). Ecranul T.C. constă dintr-un strat de material fluorescent și un alt strat, transparent și bun conducător de electricitate, denumit colector (fig. 3.96). Dacă raportul de emisie secundară este supraunitar, ecranul se încarcă local negativ iar dacă este subunitar se încarcă pozitiv. Electronii lenți nu posedă energie suficientă pentru a disloca mulți electroni secundari și ecranul se menține la un potențial negativ. În momentul în care fasciculul trasor baleiază ecranul, dislocă în punctele de impact un mare număr de electroni secundari, traseul baleiat încărcîndu-se puternic pozitiv. Electronii lenți, din vecinătatea traseului astfel marcat, vor fi accelerați de potențialul pozitiv al urmei lăsate de fasciculul trasor. Ei vor izbi suprafața ecranului, în această zonă, cu suficientă energie pentru a disloca, la rîndul lor, un mare număr de electroni secundari, menținînd vizibilă, în continuare, urma lăsată de fasciculul trasor. Ștergerea imaginii de pe ecran se realizează prin aplicarea unui potențial pozitiv pe colector, făcînd astfel întreaga suprafață a ecranului pozitivă și deci luminoasă; potențialul colectorului este redus apoi, la o valoare vecină potențialului de catod al tunurilor electronice suplimentare. În felul acesta ecranul se stinge și aparatul este pregătit pentru o nouă înregistrare.

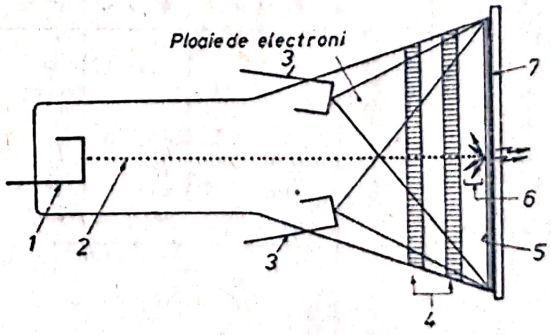


Fig. 3.96:
1 – tunul electronic principal; *2* – fasciculul trasor; *3* – tunuri electronice suplimentare; *4* – benzi de colimare; *5* – colector; *6* – electroni secundari; *7* – strat de material fluorescent.

Alte metode mai perfecționate prevăd, în vecinătatea ecranului, o serie de rețele pe care se formează diferențe de potențial, într-un mod similar cu cel descris, după care, imaginea este transferată pe ecran și reținută.

În tabelul 3.9 sînt prezentate cîteva tipuri de osciloscoape împreună cu principalele lor caracteristici.

Scanned with OKEN Scanner

Osciloscoape

Tabelul 3.9

Firma constructoare	Tipul osciloscopului	Tipul tubului catodic	Suprafața de măsurare	Banda de frecvențe	Impedanța de intrare	Baza de timp	Observații
IEMI (R.S.R.)	E 0101	Monospot. Persistență medie-scurtă. Culoare albastră-verde	40 × 60 mm	0 ... 5 MHz	1 MΩ/50 pF	8 trepte de baleiaj (0,5μs ... 20 ms)/div	—
	E 0102	Monospot. Persistență medie. Culoare verde	6 × 10 div (1 div = 7 mm)	0 ... 10 MHz	1 MΩ/40 pF	20 trepte (0,2μs ... 0,5 s)/div	—
	E 0103	Monospot. Persistență medie. Culoare verde	8 × 10 div (1 div = 10 mm)	0 ... 5 MHz	1 MΩ/50 pF	20 trepte (0,2μs ... 0,5 s) div	Echipat cu sertare interschimbabile
ORION (R.P.U.)	TR-4602	Dublu spot. Persistență medie. Culoare verde	6 × 10 div (1 div = 10 mm)	0 ... 10 MHz	1 MΩ/30 pF	20 trepte (0,1μs ... 5s)/div	Echipat cu sertare interschimbabile
TESLA (R.S.C.)	BM 430	Monospot. Persistență medie. Culoare verde	6 × 10 div (1 div = 10 mm)	0 ... 30 MHz	1 MΩ/25 pF	18 trepte (1μs ... 0,5 s)/div	Echipat cu sertare interschimbabile
Tektronix (S.U.A.)	5103 N/D13	Dublu spot. Persistență variabilă (osciloscop cu remanență)	8 × 10 div (1 div = 10 mm)	0 ... 2 MHz	1 MΩ/47 pF	21 trepte (0,1μs ... 5s)/div	Echipat cu sertare interschimbabile
Schlumberger (Anglia)	OCM 581	Monospot. Persistență variabilă (osciloscop cu remanență)	8 × 10 div (1 div = 9 mm)	0 ... 50 MHz	1 MΩ/27 pF	18 trepte (2μs ... 2s)/div	Echipat cu sertare interschimbabile

Scanned with OKEN Scanner

3.6.4.1. **Înregistratoare potenţiometrice.** Pentru mărimi lent variabile (pînă la 5 Hz) se folosesc aparate înregistratoare cu servomotor şi potenţiometru autoreglabil (fig. 3.97). Servomotorul funcţionează atîta timp cît amplificatorul primeşte semnal la bornele de intrare. Rotirea axului servomotorului acţionează printr-o transmisie mecanică cursorului potenţiometrului, astfel încît tensiunea de referinţă u_r tinde să egaleze, în fiecare moment de timp, tensiunea aplicată la intrare. Cînd $u_i - u_r = 0$ servomotorul se opreşte.

Mecanismul acţionat de servomotor poate fi folosit pentru deplasarea unui cărucior port-peniţă, în vederea înregistrării pe hîrtie a mărimii măsurate (fig. 3.98). Cînd se doreşte înregistrarea simultană a mai multor mărimi, se recurge la montarea mai multor asemenea mecanisme cu servomotoare şi potenţiometre. Pentru evitarea interferenţelor mecanice, cărucioarele port-peniţă trebuie decalate la mici distanţe în sensul de deplasare al hîrtiei. Aceste decalaje produc o eroare de simultaneitate, care poate fi corectată, dacă se cunosc caracteristicile constructive ale aparatului.

Dacă se urmăreşte înregistrarea mai multor mărimi la intervale prestabilite de timp, căruciorul port-peniţă se înlocuieşte cu un disc înregistrator pe periferia căruia se marchează, în relief, cifrele corespunzătoare canalului eşantionat. Un comutator automat cuplează succesiv tensiunile aplicate la intrarea fiecărui canal; concomitent discul înregistrator este rotit în poziţia corespunzătoare canalului cuplat şi deplasat de servomotor în poziţia corespunzătoare semnalului aplicat. Ajuns în această poziţie, o mişcare suplimentară aplică discul pe hîrtie, imprimînd în poziţia respectivă cifra care desemnează canalul eşantionat.

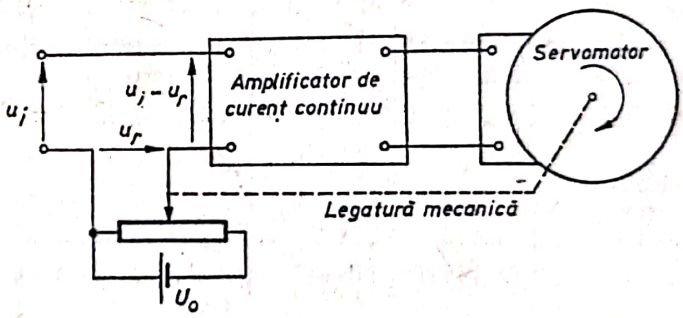


Fig. 3.97

Servomotorul potenţiometric poate fi folosit şi pentru realizarea înregistratoarelor în coordonate $X-Y$. Un asemenea înregistrator este prevăzut cu două servo-potenţiometre corespunzînd celor două coordonate; unul acţionează o sanie care determină, spre exemplu, poziţia X, celălalt, un cărucior port-peniţă care culisează pe sanie şi stabileşte poziţia Y.

În tabelul 3.10 sînt prezentate cîteva tipuri de înregistratoare potenţiometrice împreună cu principalele lor caracteristici.

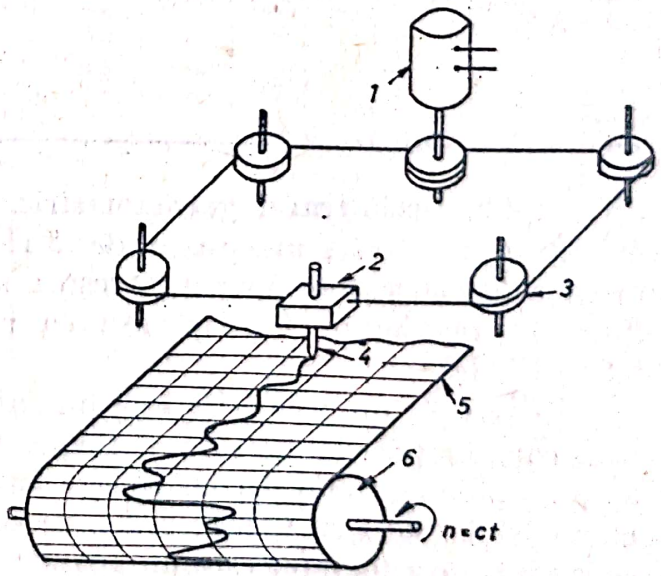


Fig. 3.98:
1 — servomotor; *2* — cărucior; *3* — sistem de cablu cu role; *4* — peniţă inscriptoare; *5* — hîrtie; *6* — tambur rotitor.

Tabelul 3.10

Înregistratoare cu peniță

Firma constructoare	Tipul înregistratorului	Nr. canale	Lățimea hîrtiei	Vitezele de antrenare a hîrtiei	Sistemul de scriere	Observații
Hewlett & Packard (U.S.A.)	680	1	6''(~152 mm)	8 trepte: 2,5—5—10—20 cm/min 2,5—5—10—20 cm/h	Cu cerneală sau electric	
	7004 B	X—Y	216×280 mm	Viteză maximă de scriere 75 cm/s	Cu cerneală	Înregistrator în coordonate X—Y
Schlumberger (Anglia)	PED	2	250 mm	10 trepte 0,5—1—2,5—5—10—25—50—100—250—500 mm/min	Cu cerneală	
	TRP	X—Y	250×250 mm	Viteza maximă de scriere 80 cm/s(Y); 40 cm/s (X)	Cu cerneală	Înregistrator în coordonate X—Y
Philips (Olanda)	PM8100	1	250 mm	10 trepte 0,5—1—2,5—5—10—25—50—100—250—500 mm/min	Cu cerneală	
	PM8120	X—Y	250×180 mm (A_4)	Viteza maximă de scriere 300 mm/s	Cu cerneală	Înregistrator în coordonate X—Y
F.E.A. (R.S.R.)	ELR35	1	120 mm	200 mm/h	Cu cerneală	Înregistrator de panou pentru funcționarea cu termocuple

3.6.4.2. **Oscilograful galvanometric.** Dacă frecvența de variație a semnalului măsurat este mai mare de 5 Hz, se folosesc oscilografele galvanometrice (cu buclă de curent). Acestea se construiesc cu peniță inscriptoare (pînă la maximum 100 Hz) sau cu rază luminoasă (pînă la maximum 0,5 ... 1 kHz).

În esență, un oscilograf este un galvanometru similar cu cel care stă la baza construcției voltmetrului analogic. Spre deosebire de acesta, însă, bobina activă a oscilografului se construiește astfel încît să aibă un moment de inerție cît mai mic, deci cu număr redus de spire și rezistență de intrare mică. În consecință, oscilograful este un aparat care consumă curent și care necesită pentru accesul semnalului, un amplificator special cu rezistență de ieșire foarte mică.

Scanned with OKEN Scanner

Pe bobina buclei galvanometrice se fixează brațul cu peniță inscriptoare sau, la buclele galvanometrice pentru frecvențe de lucru foarte mari, oglinda de reflectare a razei luminoase (fig. 3.99).

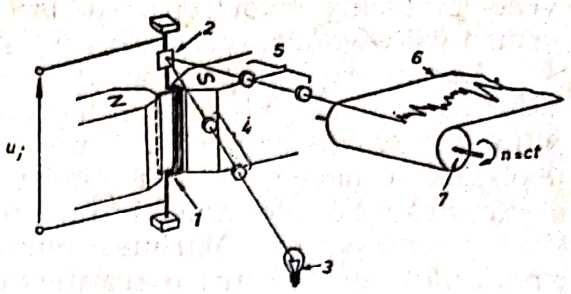


Fig. 3.99 :
1 — buclă galvanometrică; *2* — oglindă; *3* — sursă de lumină; *4* — sistem optic; *5* — sistem optic; *6* — hîrtie fotosensibilă; *7* — tambur rotitor.

Micșorarea numărului de spire conduce la micșorarea sensibilității galvanometrului, care este însă compensată prin efectul multiplicator pe care îl produce raza de lumină în raport cu distanța oglindă-hîrtie înregistratoare. Oscilografele moderne pentru frecvențe înalte folosesc ca sursă de lumină o lampă specială cu o puternică emisie în domeniul ultra-violet (lampă cu vapori de mercur — § 4.2.2). Raza de lumină este focalizată, atît pe oglindă cît și pe hîrtia înregistratoare, cu ajutorul unor sisteme optice adecvate. Hîrtia fotosensibilă, folosită la aceste aparate, nu necesită o prelucrare ulterioară înregistrării. Imaginea apare imediat în cazul vitezelor de lucru reduse și la circa 10 ... 20 s, în cazul vitezelor de lucru foarte mari. Aceste înregistrări pot fi conservate în condiții foarte bune, dacă sînt ferite de expunerea îndelungată la lumina solară directă.

Comportarea dinamică a galvanometrului oscilografului este cea a unui sistem de ordinul al doilea. Notînd cu J momentul de inerție al galvanometrului, cu k constanta elastică a resortului său torsional și cu a factorul de amortizare vîscoasă a mișcării sale unghiulare θ, rezultă similar relației (2.67):

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2} + a\frac{d\theta}{dt} + k\theta = M_{em}. \tag{3.90}$$

Valoarea cuplului electromagnetic M_{em} este proporțională cu curentul i care circulă prin galvanometru. Dacă se consideră o variație armonică a acestui curent,

$$M_{em} = Ki_0 \sin \omega_f t, \tag{3.91}$$

răspunsul sistemului va fi precizat pe baza relațiilor (2.68, 2.94):

$$\frac{|\theta|}{Ki_0/k} = \frac{|\theta|}{|\theta_{st}|} = \frac{1}{\sqrt{(1-\beta^2)^2 + (2\zeta\beta)^2}};$$
$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{k}{J}};\quad a_{cr} = 2\sqrt{kJ};\quad \zeta = \frac{a}{a_{cr}}. \tag{3.92}$$

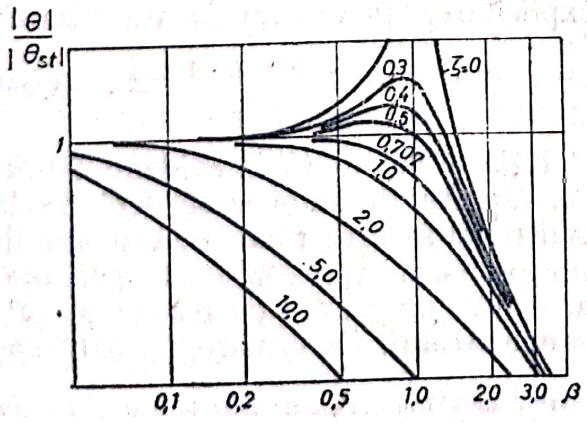


Fig. 3.100

În figura 3.100 este reprezentată acea porțiune a diagramei din figura 2.24 care interesează din punctul de vedere al funcționării oscilografului. Se observă că, pentru extinderea la maximum a domeniului frecvențelor de lucru, galvanometrul trebuie să posede o amortizare optimă, corespunzătoare unui raport de amortizare $\zeta = 0{,}65$. În acest caz, frecvența maximă înregistrabilă se extinde pînă la $0{,}6\,f_n$, cu o eroare de măsurare neglijabilă. După cum se

Scanned with OKEN Scanner

vede, problema amortizării corecte a unui asemenea aparat este esențială pentru valoarea maximă a frecvenței ce poate fi înregistrată fără distorsiuni.

Amortizarea mișcării galvanometrului se realizează pe cale electromagnetică sau pe cale vîscoasă. Amortizarea electromagnetică este produsă de însăși deplasarea bobinei în cîmpul magnetului permanent. Datorită acestei deplasări ia naștere o t.e.m. inversă prin bobină, care produce un cuplu electromagnetic de amortizare, proporțional cu valoarea curentului care străbate înfășurarea. Mărimea curentului depinde de mărimea rezistenței circuitului, deci, pentru o rezistență internă mare rezultă un curent mic și o amortizare electromagnetică redusă, în timp ce, pentru o rezistență internă redusă rezultă un curent important și o amortizare electromagnetică apreciabilă. Cuplul electromagnetic de amortizare, fiind proporțional cu variația curentului, deci cu viteza de rotație, va produce un efect dinamic similar cu o amortizare de tip vîscos. Dacă amortizarea electromagnetică nu este suficientă, se recurge la amortizarea vîscoasă suplimentară prin cufundarea galvanometrului într-o carcasă umplută cu lichid special *.

Determinarea caracteristicilor amortizării electromagnetice se face pe baza analizei circuitului echivalent al aparatului (fig. 3.101). Datorită rotirii galvanometrului în cîmpul magnetic de inducție B, produs de magnetul permanent, apare o t.e.m. indusă:

$$u_g = -NBlb\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t}, \tag{3.93}$$

unde N reprezintă numărul de spire al înfășurării, l — lungimea și b — lățimea spirei. Conform legii lui Kirchhoff, aplicată circuitului din figura 3.101, rezultă

$$L_g\frac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t} + (R_g + R_s)\,i_g + NBlb\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} - u_s = 0. \tag{3.94}$$

Datorită numărului redus de spire al bobinei (L_g foarte mic), se poate neglija, în ecuația (3.94), termenul care conține inductanța, valoarea curentului prin aparat putînd fi explicitată ca:

$$i_g \cong \frac{u_s - NBlb\,\mathrm{d}\theta/\mathrm{d}t}{R_g + R_s}. \tag{3.95}$$

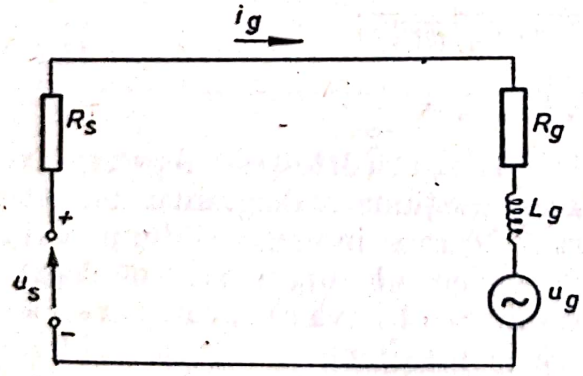


Fig. 3.101:
i_g — curentul prin bucă; R_s — rezistența de ieșire a amplificatorului; u_s — tensiunea de ieșire din amplificator; R_g — rezistența galvanometrului; L_g — inductanța galvanometrului; u_g — T.e.m. indusă în galvanometru.

Acest curent determină un cuplu electromagnetic, exprimabil conform ecuației (3.91), care introdus în ecuația de echilibru dinamic (3.90) permite explicitarea raportului de amortizare:

$$\zeta = \frac{a + (NBlb)^2/(R_g + R_s)}{2\sqrt{Jk}}. \tag{3.96}$$

Relația (3.96) scoate în evidență faptul că, raportul de amortizare depinde de rezistența sursei (traductor sau amplificator), conectată la bucla galvanometrului, precum și de rezistența galvanometrului. Ca urmare, un galvano-

* Ulei siliconic, care își menține constante, timp îndelungat, caracteristicile fizice, inclusiv viscozitatea.

metru poate lucra în condiții optime numai cu un amplificator (sau traductor) avînd o valoare dată a rezistenței sale de ieșire (R_d). Dacă această condiție nu este îndeplinită trebuie introdusă, în circuitul buclei, o rețea de rezistențe (fig. 3.102). Valorile celor 3 rezistențe suplimentare R_1, R_2 și R_3 se aleg astfel încît să satisfacă condiția de amortizare și cea de sensibilitate a aparatului. Pentru fiecare tip de galvanometru, firma constructoare specifică rezistența sa internă (R_g) și valoarea optimă a rezistenței (R_d) pe care acesta trebuie să o „vadă" în circuitul său exterior. De asemenea, există situații cînd firmele constructoare specifică, pentru amplificator, o valoare optimă a rezistenței R_L pe care acesta trebuie să debiteze curent. Sensibilitatea[1] înregistratorului se definește prin raportul dintre deplasarea razei luminoase pe hîrtia înregistratoare δ și valoarea curentului i_a debitat de amplificator:

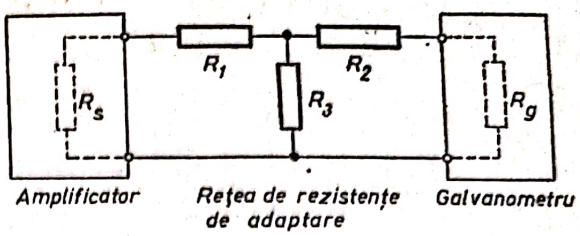


Fig. 3.102

$$1/S = \frac{Ki_a}{\delta} \quad [\text{mA/mm}], \tag{3.97}$$

unde K reprezintă factorul de atenuare al rețelei de rezistențe.

În tabelul 3.11 sînt indicate cîteva configurații posibile ale rețelelor de rezistențe împreună cu relațiile de calcul al valorilor lor, necesare obținerii unor performanțe date.

Amortizarea electromagnetică este cu deosebire importantă la galvanometrele de frecvență redusă. Pentru galvanometrele de frecvență ridicată este necesar să se recurgă la amortizarea vîscoasă, amortizarea electromagnetică devenind neglijabilă. Oscilografele moderne permit schimbarea galvanometrelor pentru obținerea celor mai avantajoase condiții de lucru în fiecare situație practică dată.

În tabelul 3.12 sînt prezentate cîteva tipuri de oscilografe împreună cu principalele lor caracteristici iar în tabelul 3.13 cîteva tipuri de galvanometre ce pot fi folosite cu oscilografele menționate.

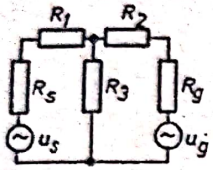
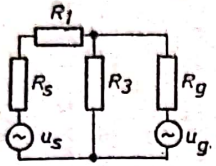
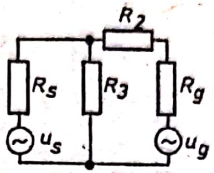
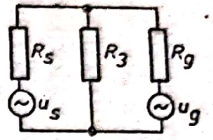
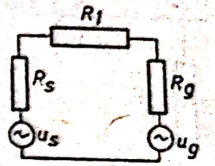
3.6.5. Înregistratorul cu bandă magnetică

Înregistrarea pe bandă magnetică constituie la ora actuală mijlocul cel mai modern de înregistrare și înmagazinare a rezultatelor măsurărilor. Performanțele aparaturii aferente permit înregistrarea simultană a pînă la 14 semnale, menținînd coincidența lor în timp și asigurînd o excelentă comportare dinamică (frecvențe maxime înregistrabile de 5,5 MHz). De asemenea, prin posibilitatea de modificare a vitezei de redare, în raport cu cea folosită la înregistrare, se poate realiza o comprimare sau o expansiune a scării timpului.

[1] În prospecte se indică, de regulă, valoarea inversă a sensibilității înregistratorului $1/S$.

Scanned with OKEN Scanner

Configurații de rețele de adaptoare de impedanțe *Tabelul 3.11*

				
Parametrii reglabili R_L; R_d, S	R_d, S	R_d, S	$R_d(R_d < R_s)$	$R_d(R_d > R_s)$
$R_1 = \dfrac{\dfrac{1}{R_d + R_g} - S}{\dfrac{1}{(R_L + R_s)(R_d + R_g)} - S^2} - R_s$	$R_1 = \dfrac{R_d}{S(R_d + R_g)} - R_s$	–	–	$R_1 = R_d - R_s$
$R_2 = \dfrac{\dfrac{1}{R_L - R_s} - S}{\dfrac{1}{(R_L + R_s)(R_d + R_g)} - S^2} - R_g$	–	$R_2 = R_d - SR_s(R_d + R_g)$	–	–
$R_3 = \dfrac{S}{\dfrac{1}{(R_L + R_s)(R_d + R_g)} - S^2}$	$R_3 = \dfrac{R_d}{1 - S(R_d + R_g)}$	$R_3 = \dfrac{SR_s(R_d + R_g)}{1 - S(R_d + R_g)}$	$R_3 = \dfrac{R_s R_d}{R_s - R_d}$	–
Parametrii necontrolați				
–	$R_L = R_1 + \dfrac{R_3 R_g}{R_3 + R_g}$	$R_L = \dfrac{R_3(R_2 + R_g)}{R_2 + R_3 + R_g}$	$R_L = \dfrac{R_3 R_g}{R_3 + R_g}$	$R_L = R_1 + R_g$
–	–	–	$S = \dfrac{R_3}{(R_s + R_3)(R_3 + R_g)}$	$S = \dfrac{1}{R_s + R_1 + R_g}$

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 3.12

Oscilografe galvanometrice

Firma constructoare	Tipul oscilografului	Nr. canale	Lățimea hîrtiei fotosensibile	Braț optic	Vitezele de antrenare a hîrtiei	Viteza de scriere	Sistemul de antrenare a hîrtiei	Marcaje de timp
RFT (R.D.G.)	8 LS-1	8	120 mm	300 mm	0,3 mm/s ... ... 1 m/s în 8 trepte	max 2000 m/s cu lampa HBO 100	Servomotor controlat electronic	0,01— —0,1— —1—10 s
Honeywell (S.U.A).	Visicorder 4408 A	7	8''	300 mm	10 mm/s ... ... 1 m/s în 7 trepte	max 1250 m/s		0,01— —0,1— 1 s
Schlumberger (Anglia)	OM 4501	8	152 mm	300 mm	0,25 mm/s ... ... 1 m/s în 8 trepte	max 300 m/s		0,01— —0,1— —1— 10 s
	OM 4525	24	152 mm	300 mm	1 mm/s ... ... 2,5 m/s în 8 trepte	max 1250 m/s		0,01— 0,1— 1— —10 s
B & F (Anglia)	3600/DL	12	6''		0,4 țoli/ /min ... 50 țoli/s	max 1500 m/s		0,1— —0,2— —0,5— —1—2— —5— 10 s

Tabelul 3.13

Galvanometre pentru oscilografe

Firma constructoare	Tipul galvanometrului	Frecvența proprie	Rezistența internă	Rezistența exterioară reclamată	Sensibilitate	Frecvența maximă de lucru	Curentul maxim
		Hz	Ω	Ω		Hz	mA
RFT (R.D.G.)	4623.6 FZ	100	24	120	160 mm/mA	60	0,1
	4623.9	400	118	120	400 mm/mA	240	1
	4623.12	1 700	43	140	8 mm/mA	1 000	10
	4623.16	10 000	55	Amortizare cu lichid	0,4 mm/mA	6 000	50
Honeywell (S.U.A.)	M40-360 A	40	66	350	1,61 μA/cm	24	15
	M200-350	400	125	350	30,4 μA/cm	360	10
	M600-350	600	320	350	51,2 μA/cm	540	15
	M3300	3 300	32	Amortizare cu lichid	7,88 μA/cm	2 000	100
	M 10 000	10 000	35	Amortizare cu lichid	15,7 μA/cm	6 000	70
Schlumberger (Anglia)	OM4517/0	100	60	120	25 μA/cm	60	2
	OM4517/3	1 800	62	Amortizare cu lichid	6,65 μA/cm	1 100	50
B & F Instruments (Anglia)	A100	100	35	100	10 μA/țol	60	10
	C300	300	38	250	330 μA/țol	200	25
	A8000	8 000	42	Amortizare cu lichid	63 μA/țol	5 000	50

Scanned with OKEN Scanner

Întrucît semnalul înregistrat pe bandă nu este accesibil ca atare simțurilor omenești, redarea sa, în vederea analizării, trebuie realizată, fie pe un osciloscop, fie pe un oscilograf. Folosirea înregistratorului magnetic reprezintă singura posibilitate actuală de înregistrare a semnalelor foarte rapid variabile (> 10 kHz), deoarece prin micșorarea vitezei la redare, acestea pot fi, în final, înregistrate pe hîrtie cu ajutorul unui oscilograf. Pentru economia de hîrtie, variația semnalului poate fi urmărită pe un osciloscop și înregistrată numai acea porțiune, care prezintă interes pentru analiza de detaliu.

Înregistrarea magnetică reclamă pentru efectuarea ei, următoarele elemente:

— un dispozitiv, numit *cap de înregistrare*, capabil să transforme semnalul electric aplicat, într-un cîmp magnetic corespunzător;

— un mediu magnetizabil, numit *bandă magnetică*, pe care este fixat cîmpul magnetic aplicat.

Schema de principiu a ansamblului de înregistrare este reprezentată în figura 3.103. Capul de înregistrare este realizat dintr-o armătură confecționată din material feromagnetic, prevăzută cu un întrefier. Pe armătură este practicată o înfășurare prin care circulă curentul de înregistrare. Banda magnetică se deplasează prin dreptul întrefierului nemagnetic, astfel încît, luxul magnetic se închide prin stratul magnetizabil al benzii. Fluxul magnetic este proporțional cu semnalul electric aplicat și particulele de oxid feric, din stratul magneto-sensibil al benzii, păstrează starea de magnetizare ce le-a fost imprimată, în momentul în care au părăsit zona întrefierului capului de înregistrare.

La redare, banda se deplasează în dreptul întrefierului capului de redare, care are o construcție similară cu cel de înregistrare. Liniile cîmpului magnetic se închid prin armătură, inducînd în înfășurare o t.e.m.:

$$u = N \frac{d\Phi}{dt} \tag{3.98}$$

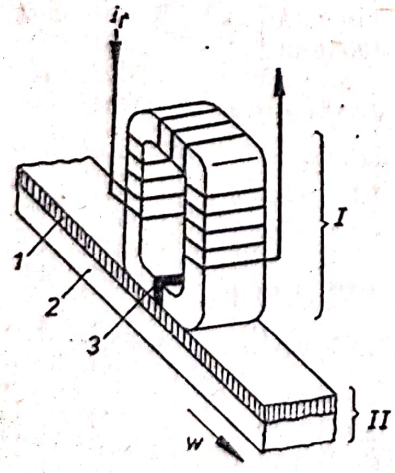


Fig. 3.103:
i_r — curentul de înregistrare; w — viteza de deplasare a benzii; I — cap de înregistrare; II — bandă magnetică; *1* — mediu magnetizabil; *2* — suport de material plastic; *3* — întrefier nemagnetic.

unde cu N s-a notat numărul de spire al înfășurării și cu Φ, fluxul magnetic. Admițînd, pentru semnalul înregistrat, o variație armonică,

$$\Phi = A \sin \omega t, \tag{3.99}$$

t.e.m. obținută la redare va fi, conform relației (3.98),

$$u = NA\omega \cos \omega t, \tag{3.100}$$

deci, capul de redare acționează ca derivator, semnalul redat reprezentînd derivata celui înregistrat. Această caracteristică de filtru trece sus (§ 3.5.4.), a capului de redare, determină o dependență neliniară a nivelului de semnal, în raport cu frecvența, corespunzătoare unei variații de 6 dB/octavă (§ 3.2). Ca urmare, pentru a asigura liniaritatea caracteristicii de transfer, în raport cu frecvența, ampli-

Scanned with OKEN Scanner

ficatorul utilizat trebuie să aibă o caracteristică neliniară, astfel încît, aceasta să compenseze neliniaritatea introdusă de capul de redare (fig. 3.104). Acest proces poartă denumirea de *egalizare* şi asigură o bandă de frecvenţe limitată la marginea inferioară de zgomotele inerente ale înregistrării şi aparaturii electronice de redare, iar la marginea superioară, de performanţele capului de redare.

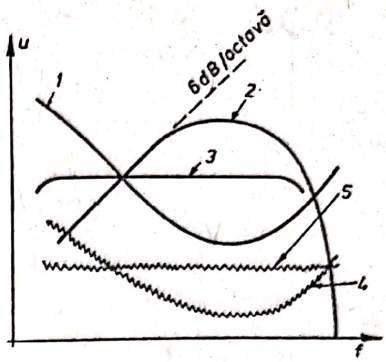


Fig. 3.104:
1 — caracteristica amplificatorului de redare; *2* — caracteristica de redare a capului magnetic; *3* — caracteristica rezultantă; *4* — nivelul de zgomot al amplificatorului; *5* — nivelul de zgomot al înregistrării.

Alura caracteristicii capului de redare este explicată, calitativ, în figura 3.105. Se observă că, pe măsură ce frecvenţa înregistrată creşte, variaţia fluxului magnetic între extremităţile întrefierului se măreşte determinînd creşterea nivelului semnalului obţinut la redare. Valoarea maximă a t.e.m. de redare se obţine pentru acea valoare a frecvenţei, pentru care, variaţia fluxului magnetic între extremităţile întrefierului este maximă ($l = \lambda/2$). Creşterea frecvenţei, în continuare, determină scăderea nivelului t.e.m. de redare pînă la anularea completă, atunci cînd lungimea de undă a semnalului înregistrat pe bandă, λ, devine egală cu lăţimea întrefierului. Valoarea minimă a lungimii de undă ce poate fi înregistrată pe bandă defineşte puterea de rezoluţie a înregistratorului.

O altă problemă legată de fidelitatea înregistrării, sub aspectul liniarităţii, este determinată de alura curbei de magnetizare, care produce distorsiuni puternice ale semnalului înregistrat (fig. 3.106). Pentru eliminarea acestor distorsiuni se recurge la efectuarea înregistrării, numai pe porţiunile liniare ale curbei de magnetizare. În acest scop, se utilizează o tensiune alternativă de polarizare, de înaltă frecvenţă, peste care se suprapune semnalul de înregistrat, astfel încît acesta să fie plasat pe porţiunile liniare ale caracteristicii de magnetizare. Datorită frecvenţei înalte, tensiunea de polarizare nu este reproductibilă la redare şi, ca urmare, singura mărime redată va fi semnalul înregistrat (fig. 3.107). Alura tensiunii de polarizare trebuie să fie riguros armonică, iar frecvenţa ei, de cel puţin 3,5 ori mai mare ca frec-

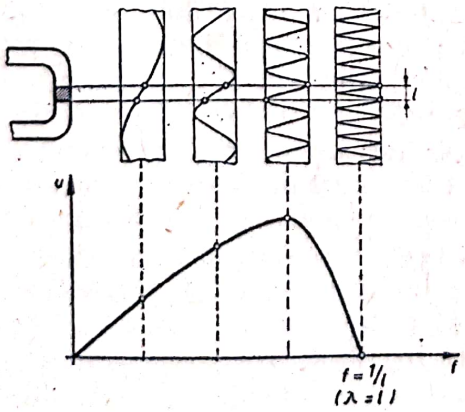


Fig. 3.105

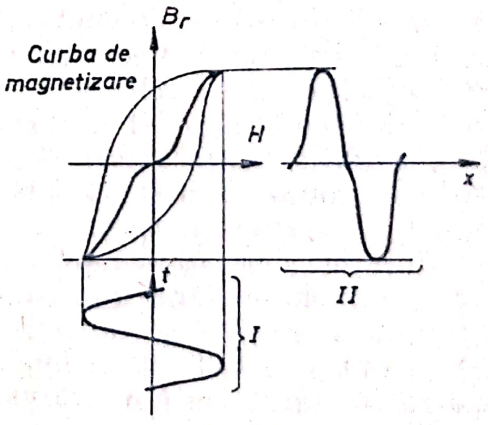


Fig. 3.106:
I — semnalul de înregistrare; *II* — magnetizarea remanentă a benzii; B_r — inducţia magnetică; *H* — intensitatea cîmpului magnetic.

Scanned with OKEN Scanner

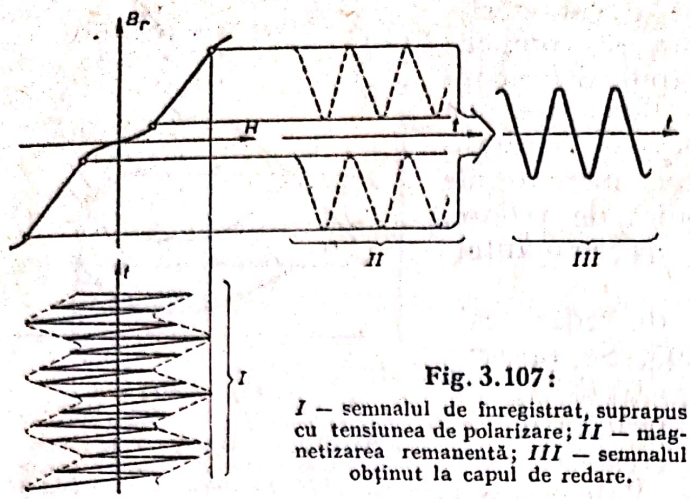


Fig. 3.107:
I — semnalul de înregistrat, suprapus cu tensiunea de polarizare; *II* — magnetizarea remanentă; *III* — semnalul obținut la capul de redare.

venţa maximă a semnalului de înregistrare, pentru minimalizarea eventualelor interacţiuni cu armonicile acestuia.

Nivelul maxim al semnalului, ce poate fi înregistrat, este limitat de intrarea în porţiunea neliniară a caracteristicii de magnetizare, către zona de saturaţie a acesteia. Nivelul maxim se limitează, astfel ca distorsiunea armonică totală (T.H.D.) să nu depăşească 1 ... 1,5%.

Nivelul minim al semnalului ce poate fi înregistrat este limitat de nivelul de zgomot al aparatului. Domeniul dinamic al înregistratorului este apreciat prin raportul dintre nivelul maxim şi minim al semnalului ce poate fi înregistrat, exprimat ca raport semnal/zgomot (S/N).

Procedeul de înregistrare descris poartă denumirea de înregistrare directă şi este similar cu cel folosit la înregistratoarele magnetice de tip muzical.

Magnetofoanele muzicale, oricît de perfecţionate ar fi, nu pot fi folosite în tehnica măsurărilor, deoarece construcţia lor se bazează pe particularităţile semnalului muzical ce trebuie înregistrat. Acest semnal îşi concentrează energia pe zona centrală a benzii de frecvenţe audibile şi prezintă nivele foarte reduse către capetele acesteia. În consecinţă, lăţimea de bandă a acestor aparate se limitează între 30 Hz şi 18 000 Hz. De asemenea, la înregistrare, către limitele benzii de frecvenţe, amplificarea semnalului este exagerată în raport cu cea utilizată în zona centrală. În acest mod se obţin performanţe excelente ce permit menţinerea unui nivel foarte coborît de zgomot, ştiut fiind faptul că, zgomotele se manifestă cu precădere pe frecvenţele situate la limitele benzii de trecere. Astfel, în timp ce în zona frecvenţelor centrale raportul S/N are valori de ordinul 55 dB, la 50 Hz sau la 14 000 Hz înregistrarea poate fi saturată cu 12 dB.

Înregistratoarele magnetice, folosite în tehnica măsurărilor, nu pot favoriza însă nici o frecvenţă în mod particular. În consecinţă, valoarea minimă a benzii de frecvenţe este limitată la cca 400 Hz şi ca urmare a creşterii nivelului global de zgomot, raportul S/N are valori mai reduse (20 ... 30 dB). Aceste valori sînt influenţate şi de faptul că, distorsiunea armonică totală (T.H.D.) se limitează la 1 ... 1,5% faţă de 3% cît este admisă în aparatura muzicală.

În urma dezvoltării rapide a tehnicii rachetelor şi sateliţilor artificiali a apărut necesitatea lărgirii benzii de frecvenţe a înregistratoarelor magnetice, astfel ca acestea să fie capabile să reţină şi să redea valori constante, sau foarte lent variabile, ale semnalelor măsurate. În acest scop, semnalul ce trebuie înregistrat este pus să moduleze în frecvenţă o undă purtătoare, furnizată de către un oscilator local. Variaţiile frecvenţei, în raport cu valoarea centrală, sînt convertite, la redare, în semnale de amplitudine corespunzătoare. Pe această cale, devine posibilă, chiar înregistrarea semnalelor de mărime constantă.

Scanned with OKEN Scanner

O problemă centrală a înregistratoarelor magnetice MF (cu modulație de frecvență) o constituie fluctuația de viteză, produsă la deplasarea benzii magnetice (flutterul benzii). Această fluctuație determină, la rîndul ei, variația frecvenței, confundîndu-se la înregistrare sau la redare cu o variație a semnalului măsurat.

Principalii parametri caracteristici ai înregistratoarelor magnetice M.F. sînt: *indicele de modulație* și *deviația procentuală*. Indicele de modulație este definit ca raport între variația frecvenței (Δf), măsurată față de valoarea centrală a acesteia (f_c) și frecvența maximă (f'_{max}) a semnalului măsurat:

$$I_M = \Delta f / f'_{max}. \tag{3.101}$$

Cu cît valoarea indicelui de modulație este mai mare, cu atît este mai mare și imunitatea sistemului față de zgomote. Valoarea acestui parametru este însă limitată de valoarea variației de frecvență, impusă de lățimea de bandă a înregistratorului. Deviația procentuală este definită ca raport între variația de frecvență și valoarea centrală a acesteia:

$$D = 100\ \Delta f / f_c [\%]. \tag{3.102}$$

Valori mici ale acestui parametru, ca de exemplu cele de 7,5 și 15% utilizate în telemetrie, fac ca efectul flutterului benzii să devină extrem de supărător. Astfel, pentru $D = 7{,}5\%$ și un semnal de înregistrare de 100%, un procent de variație cauzat de flutter va apare ca: $1 \times 100/7{,}5 = 13{,}3\%$ zgomot. Același flutter suprapus peste o deviație procentuală $D = 40\%$ va produce un zgomot de numai 2,5%. Valorile maxime ale acestui parametru sînt limitate la 70 ... 75%.

Penalizarea plătită pentru îmbunătățirile realizate de sistemul de înregistrare-redare MF constă în: reducerea frecvenței maxime înregistrabile, pentru aceeași viteză de deplasare a benzii, creșterea complexității aparaturii electronice, necesitatea de a se asigura o viteză riguros constantă la deplasarea benzii magnetice.

Pentru ca înregistratoarele magnetice să permită o flexibilitate cît mai mare în utilizare, ele sînt prevăzute, de regulă, atît cu posibilitatea de utilizare a procedeului de înregistrare MF cît și a celui direct. De asemenea, în scopul asigurării compatibilității înregistratoarelor magnetice cu celelalte echipamente ale instalațiilor telemetrice, principalii lor parametri sînt standardizați în conformitate cu normele acceptate internațional I.R.I.G.*.

Dintre elementele cele mai importante ale unui înregistrator magnetic, capetele de înregistrare și mai ales cele de redare au un rol hotărîtor asupra performanțelor și calității aparatului.

Mai multe capete magnetice (corespunzător numărului de canale al aparatului) se montează, cu ecranări intermediare, pentru a forma un ansamblu. Operația de asamblare se efectuează cu o precizie deosebită și ansamblul format se prelucrează și se montează pe o sanie, de asemenea prelucrată la un înalt grad de precizie. În aceste condiții, ansamblul de capete poate fi scos de pe sanie pentru a fi curățat sau înlocuit cu altul nou, fără ca operația să reclame o reglare ulterioară. Se realizează în acest mod an-

* Inter-Range Instrumentation Group.

Scanned with OKEN Scanner

samble cu pînă la 7 capete. Capetele de înregistrare au un întrefier de 5 ... 12 μm, precizia de realizare a muchiei întrefierului avînd o importanță hotărîtoare în asigurarea unui răspuns bun la frecvențe foarte înalte.

Capetele de redare reclamă o construcție și mai pretențioasă, cu valori foarte reduse ale întrefierului (~ 0,5 μm) și cu muchii ale acestuia foarte precis prelucrate. Materialul plasat în întrefier și cel al armăturii trebuie să aibă proprietăți de uzură identice pentru a-și menține performanțele în timp. Un asemenea ansamblu de 7 capete de redare reprezintă, în fond, una din cele mai impresionante realizări tehnice ale epocii noastre.

Întreținerea capetelor magnetice reclamă curățirea lor periodică cu alcool, freon TF sau chiar benzină. Numai cu capetele magnetice în perfectă stare de curățenie se pot obține înregistrări și redări de calitate. O grijă deosebită trebuie acordată prevenirii demagnetizării capetelor. În acest scop, se va evita accesul tensiunilor continue asupra înfășurărilor capetelor (niciodată nu se va proba continuitatea circuitului cu ajutorul unui ohmmetru), proximitatea cîmpurilor electromagnetice și înlocuirea unor circuite cu aparatul în funcțiune.

Asigurarea unei viteze, riguros constante, de deplasare a benzii magnetice în dreptul capetelor, reclamată de procedeul de lucru MF, impune anumite particularități constructive mecanismului de transport al benzii magnetice.

Astfel, pentru realizarea dezideratului menționat, este necesar ca forța de tracțiune în bandă să fie menținută constantă. Aceasta reclamă, pe lîngă o precizie ridicată în ceea ce privește execuția lagărelor și rolelor ce intră în componența mecanismului (inclusiv cele pe care se înfășoară și cele de pe care se desfășoară banda) și realizarea unor momente de torsiune variabile la axele rolelor ce conțin banda. Variația momentului de torsiune treuie să fie direct proporțională cu cantitatea de bandă înfășurată pe rolă, pentru a se asigura o forță de tracțiune constantă. Mecanisme speciale, prevăzute cu traductoare potențiometrice sau fotoelectrice, urmăresc permanent cantitatea de bandă înfășurată pe rolă și comandă tensiunea de alimentare a motoarelor de antrenare, în vederea ajustării corespunzătoare a cuplului produs (cuplu motor sau cuplu de frînare). De asemenea, mecanismul de înfășurare-desfășurare este prevăzut cu un stop declanșat automat la o eventuală rupere a benzii, pentru a preveni și alte deteriorări posibile ale unei benzi, care poate conține date extrem de prețioase.

Mecanismele de deplasare a benzii prin dreptul capetelor magnetice se construiesc în principal în două variante:

a) mecanismul în buclă închisă (fig. 3.108) utilizează în vederea asigurării unei bune izolații a benzii, față de influențele exterioare, un cabestan diferențial (fig. 3.109). Diferența de diametre la rolele cabestanului este de numai cîteva sutimi de milimetru, suficientă însă, pentru a crea o tensiune suplimentară în interiorul buclei, izolînd această zonă de influențele eventualelor perturbații exterioare. Sistemul prezintă însă dezavantajul de a nu fi propice funcționării în ambele sensuri de deplasare;

b) mecanismul cu buclă deschisă (fig. 3.110) utilizează două cabestane de antrenare a benzii, care realizează viteze periferice foarte puțin diferite, determinînd, astfel, o tensiune suplimentară în porțiunea de bandă care se deplasează în dreptul capetelor magnetice.

Scanned with OKEN Scanner

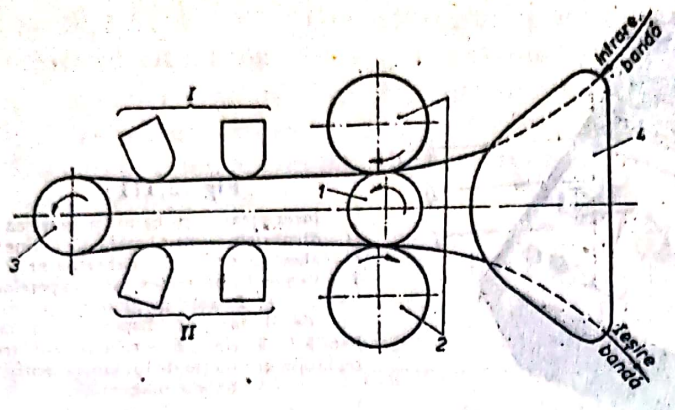


Fig. 3.108:
I — capete de înregistrare; *II* — capete de redare; *1* — rolă motoare (cabestan); *2* — rola de presiune; *3* — rolă liberă; *4* — ghidaj.

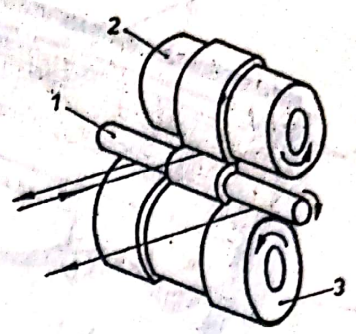


Fig. 3.109:
1 — cabestan; *2, 3* — role de presiune.

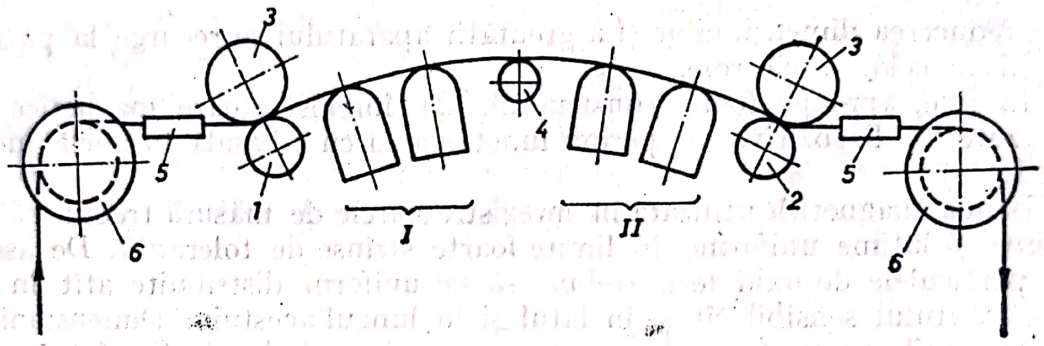


Fig. 3.110:
I — capete de înregistrare; *II* — capete de redare; *1* — cabestan nr. 1; *2* — cabestan nr. 2; *3* — rolă de presiune; *4* — rolă de ghidare; *5* — ghidaj; *6* — rolă de ghidare.

Deplasarea benzii în zona de lucru cu ajutorul cabestanelor se efectuează prin antrenarea acestora cu motoare, fie de curent alternativ, fie de curent continuu. Varianta antrenării cu motoare de curent alternativ foloseşte motoare sincrone şi realizează, în ansamblu, un sistem cu inerţie mare (utilizează volant pentru uniformizarea mişcării de rotaţie). Viteza de antrenare depinde, în acest caz, de frecvenţa tensiunii de alimentare (se folosesc generatoare interne de frecvenţă stabilizată). Antrenarea cu motor de curent continuu este controlată prin intermediul unui generator de semnal antrenat de cabestan. Frecvenţa acestui generator este aplicată unui divizor de frecvenţă, prin intermediul unui comutator a cărui poziţie determină viteza de antrenare. Faza semnalului generat este comparată cu cea a unui semnal de frecvenţă foarte precisă, produs de un oscilator local cu cristal de cuarţ termostatat. În felul acesta, tendinţa de fluctuaţie a benzii este sesizată şi compensată automat. Comutatorul serveşte astfel, la selectarea vitezei de transport a benzii în trepte de 1/2*.

Configuraţia cea mai frecventă a înregistratoarelor magnetice este aceea cu rolele deplasîndu-se în acelaşi plan orizontal. Totuşi, atunci cînd se urmă-

* Scara de viteze I.R.I.G. este: 120, 60, 30, 15, 7—1/2, 3—1/4, 1—7/8 ţoli/s, respectiv 304, 152, 76, 38, 19, 9—1/2, 4—3/4 cm/s.

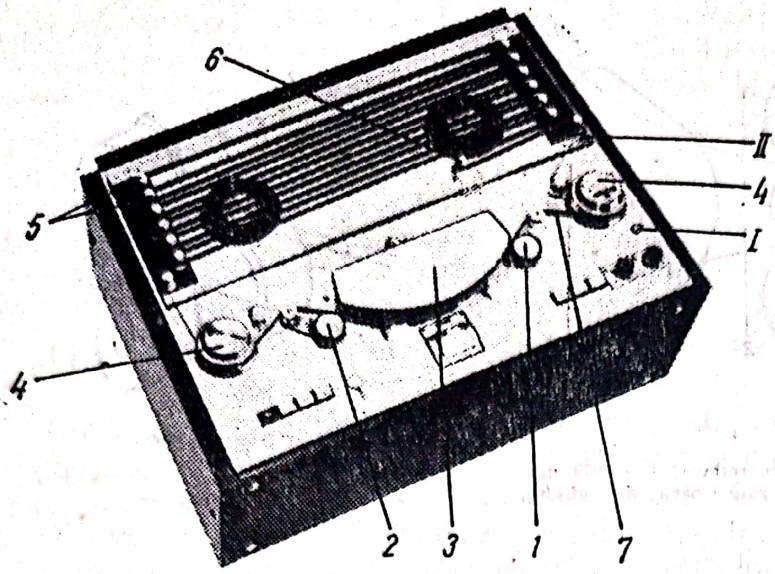


Fig. 3.111:
I — înregistrator cu bandă magnetică; *II* — dispozitiv pentru bandă fără fine; *1* — cabestan nr. 1; *2* — cabestan nr. 2; *3* — capacul protector al capetelor magnetice; *4* — role de ghidare; *5* — rolele de ghidare ale dispozitivului de bandă fără frîne; *6* — rola de ghidare reglabilă în funcție de lungimea benzii; *7* — banda magnetică.

reşte reducerea dimensiunilor şi a greutăţii aparatului se recurge la plasarea coaxială a celor două role.

În fine, aproape toate construcţiile de înregistratoare magnetice sînt prevăzute cu dispozitive ce permit funcţionarea cu o bandă în buclă închisă (fig. 3.111).

Banda magnetică utilizată în înregistratoarele de măsură trebuie să aibă grosime şi lăţime uniforme, în limite foarte strînse de toleranţă. De asemenea, particulele de oxid feric trebuie să fie uniform distribuite atît în grosimea stratului sensibil cît şi în latul şi în lungul acestuia. Dimensiunile şi caracteristicile magnetice ale acestor particule trebuie să fie foarte bine controlate, în special la benzile destinate să lucreze la frecvenţe foarte înalte.

Din punctul de vedere al frecvenţei de lucru, benzile se împart în 4 clase, stabilite în funcţie de valoarea *densităţii maxime de înregistrare* *: de joasă frecvenţă (2 000 cicli/ţol), de frecvenţă medie (5 000 cicli/ţol), de înaltă frecvenţă (12 500 cicli/ţol) şi de foarte înaltă frecvenţă (20 000 cicli/ţol) Nu se recomandă utilizarea unor benzi de frecvenţă mai mare decît cea reclamată de semnalul care se înregistrează, întrucît benzile de înaltă frecvenţă folosesc lianţi mai tari, în care particulele de oxid feric, foarte dure, se fixează puternic şi produc o uzură mai accentuată a capetelor magnetice.

Căderile de nivel la înregistrare pot surveni, fie datorită unei distribuţii necorespunzătoare a materialului magnetizabil pe bandă, fie datorită unui contact necorespunzător cap-bandă. În acest ultim caz căderea se determină cu relaţia:

$$\text{cădere} = 54\,\frac{d}{\lambda} \quad [\text{dB}], \tag{3.103}$$

unde d reprezintă distanţa de separaţie şi λ lungimea de undă înregistrată, ambele exprimate în μm. Astfel, pentru o viteză de deplasare a benzii $w = 1\,524$ mm/s şi o frecvenţă a semnalului de înregistrare $f = 600$ kHz rezultă o lungime de undă înregistrată $\lambda = w/f = 2{,}54$ μm, iar conform relaţiei (3.103), la o distanţare a benzii de cap $d = 1$ μm se produce o cădere

* Prin *densitate de înregistrare* se defineşte numărul de cicluri complete, de variaţie a unui semnal armonic, înregistrate pe unitatea de lungime a benzii magnetice.

Scanned with OKEN Scanner

de 54/2,54 = 21,2 dB. Din acest exemplu rezultă clar necesitatea ca, atît capetele cît şi banda să fie extrem de bine curăţate.

Atunci cînd trebuie înregistrate rezultate foarte preţioase se recomandă utilizarea unei benzi care în prealabil a fost rulată şi derulată pe înregistrator. Folosirea unei asemenea benzi „rodate" este mai sigură decît aceea a unei benzi perfect noi.

Ştergerea benzilor se face în bloc, pentru întreaga bandă, pe un aparat de demagnetizare special. În felul acesta se evită ştergerea, din greşeală, a unor rezultate, care pot fi extrem de preţioase.

Caracteristicile mecanice ale benzii sînt determinate de materialul bazei de suport al stratului magneto-sensibil. În principal se folosesc două tipuri de materiale: pe bază de acetaţi sau pe bază de poliesteri. Ultimele posedă calităţi superioare sub aspectul stabilităţii dimensionale, a absorbţiei de umiditate şi a temperaturii de lucru (— 60°C ... + 150°C).

Depozitarea benzilor trebuie făcută cu grijă, ferindu-le de umezeală, de temperaturi extreme şi de vecinătatea cîmpurilor magnetice. Se recomandă păstrarea la temperatura de 15 ... 28°C şi o umiditate de 40 ... 60%. Dacă în timpul transportului banda a suportat temperaturi foarte scăzute, se recomandă, pentru evitarea accidentelor, menţinerea ei timp de 4 ... 8 ore la temperatura laboratorului înainte de utilizare pe înregistrator.

În tabelul 3.14 sînt prezentate cîteva tipuri de înregistratoare magnetice împreună cu principalele lor caracteristici.

3.7. TRANSMITEREA SEMNALELOR ELECTRICE. INTERCONECTAREA APARATURII ELECTRONICE

Modalitatea cea mai simplă, de transmitere a semnalului electric între diversele aparate electronice care alcătuiesc instalaţia de investigaţie experimentală, o constituie utilizarea cablurilor de conexiune.

Cablurile de conexiune trebuie să transmită semnalul electric fără modificare de nivel sau distorsiune de fază şi, în acelaşi timp, să nu permită accesul în instalaţia de măsurare a unor semnale parazite. Semnalele parazite, ce pot pătrunde în instalaţia de măsurare prin intermediul cablului, se datoresc cîmpurilor exterioare de natură electrostatică sau electromagnetică. Pentru interzicerea interferenţei acestor cîmpuri cu semnalul măsurat, cablurile de conexiune sînt prevăzute cu blindaje metalice.

Blindajele magnetice se confecţionează din materiale cu o mare permeabilitate (cum este permalloy-ul), de grosime cît mai mare şi cu un număr minim de goluri. Un bun blindaj magnetic este în acelaşi timp şi un bun blindaj electrostatic. Blindajul electrostatic este alcătuit dintr-o plasă confecţionată din fir de Al, Cu sau mai rar, Fe. Această plasă îmbracă conductorul central peste stratul de material izolant cu care acesta este acoperit (fig. 3.112). Un bun blindaj electrostatic nu este în acelaşi timp şi un bun blindaj electromagnetic.

Datorită blindajului, cablul de conexiune capătă configuraţia unui mic condensator cilindric, a cărui capacitate creşte odată cu lungimea cablului.

Scanned with OKEN Scanner

Înregistratoare cu bandă magnetică

Tabelul 3.14

Firma constructoare	Tipul înregistratorului	Numărul pistelor de înregistrare	Vitezele de transport ale benzii	Banda de frecvenţe		Impedanţa de intrare	Impedanţa de ieşire	Observaţii
				Direct	MF			
				kHz	kHz	kΩ	Ω	
Schlumberger (Anglia)	MT5530	14+2	4,75 ... 152 cm/s în 6 trepte	0,3 ... 300	0 ... 40	20	600	Portabil
	MP5519	4	2,38 ... 38 cm/s în 5 trepte	—	0 ... 10	20	600	Portabil
	ML1601	14+2	4,75 ... 304 cm/s în 7 trepte	0,4 ... 600	0 ... 80	50	<25	Pentru analize de laborator
Philips (Olanda)	EL1020/02	2	2,38 ... 76,8 cm/s	0,25 ... 100	0 ... 10	18	1 000	Cu casete
	EL1020/04	4	2,38 ... 76,8 cm/s	0,25 ... 100	0 ... 10	18	1 000	Cu casete
	E11020/07	7	2,38 ... 76,8 cm/s	0,25 ... 100	0 ... 10	18	1 000	Cu casete
	3960 B	4	2,38 ... 38,1 cm/s	0,3 ... 60	0 ... 5	50	140	Portabil
Hewlett & Packard (S.U.A.)	3955 A	14	4,75 ... 152 cm/s	0, 3... 300	0 ...40	20	600	Pentru analize de laborator
	3950 A-Opt 10	14	9,5 ... 304 cm/s	0,3 ... 2 000	0 ... 40	20	600	Pentru analize de laborator
Brüel & Kjaer (Danemarca)	7001	2+1	3,81 ... 152 cm/s	0,3 ... 3	0 ... 20	20	150	Portabil
	7003	4	3,81 ... 38 cm/s	0,025 ... 50	0 ... 10	—	—	Portabil

Scanned with OKEN Scanner

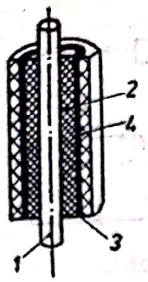


Fig. 3.112:
1 – conductor;
2 – izolator;
3 – blindaj;
4 – înveliș protector.

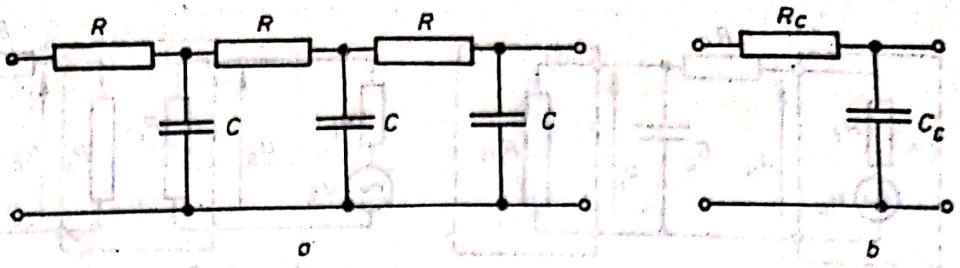


Fig. 3.113:
a – constante distribuite; b – constante concentrate.

În consecință, din punct de vedere electric, un cablu de conexiune poate fi reprezentat printr-un circuit echivalent de tip *R-C* (fig. 3.113).

Mărimea valorilor acestui circuit depinde de lungimea cablului. Astfel, un cablu de conexiune se caracterizează prin capacitatea sa specifică (C = = 50 ... 100 p F/m) și prin rezistența sa specifică (R = 0,03 ... 0,04 Ω/m), la care se adaugă rezistențele terminale.

Valoarea rezistenței ohmice totale este redusă, chiar pentru lungimi relativ mari ale cablului (~ 100 m) și nu produce, în consecință, o atenuare sensibilă a nivelului semnalului transmis. În combinație însă, cu capacitatea, cablul capătă configurația unui filtru trece jos și, ca atare, este capabil să producă atenuări apreciabile ale frecvențelor înalte care intră în compunerea semnalului transmis.

În figura 3.114 este reprezentată schema echivalentă a ansamblului format din traductor, cablu de conexiune și amplificator. Atenuarea semnalului prezentat spre amplificare (u_i), în raport cu semnalul determinat de traductor (u_s), este precizată de relația (2.46):

$$\frac{u_i}{u_s} = \frac{1}{1 + j\omega\tau_i}. \qquad (3.104)$$

Constanta de timp a circuitului:

$$\tau_i = (R_t + R_c)\, C_c, \qquad (3.105)$$

este determinată de rezistența internă a traductorului R_t, de capacitatea totală a cablului C_c și de rezistența totală a acestuia R_c. Dacă rezisența internă a traductorului are o valoare ridicată, iar lungimea cablului este mare, τ_i poate lua valori care să determine atenuarea sensibilă a unor frecvențe din componența semnalului măsurat. Această situație poate fi remediată prin conectarea, în imediata apropiere a traductorului, a unui repetor catodic (fig. 3.115). În noua configurație a circuitului, valoarea constantei de timp care intervine în relația (3.104) este:

$$\tau_i' = (R_e + R_c)\, C_c. \qquad (3.105')$$

Rezistența de ieșire a repetorului catodic R_e, fiind foarte mică, noua valoare a constantei de timp (τ_i') este mult mai mică decît cea obținută în absența repetorului catodic (τ_i) ceea ce determină o creștere considerabilă a frecvenței maxime, ce poate fi transmisă fără distorsiune.

Scanned with OKEN Scanner

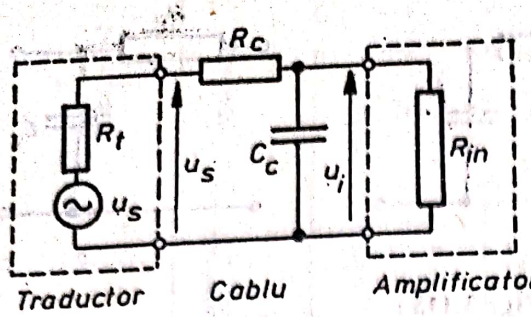


Fig. 3.114

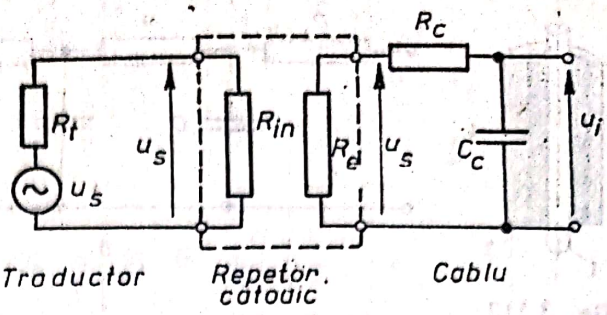
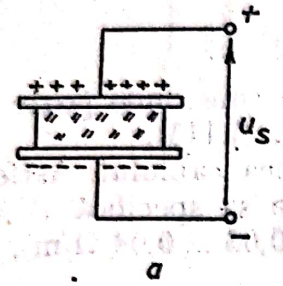


Fig. 3.115



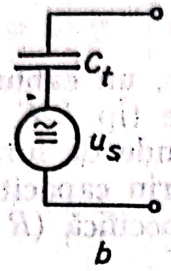


Fig. 3.116:
a — traductor piezoelectric; *b* — circuitul echivalent.

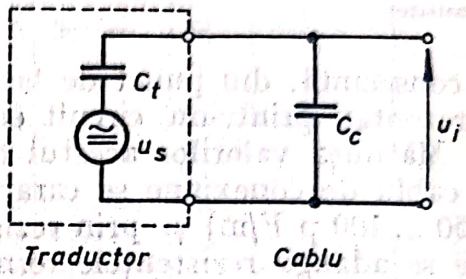


Fig. 3.117

O altă situație în care cablul de măsurare influențează asupra rezultatului măsurării este cea în care se utilizează traductoare de tip capacitiv sau piezoelectric. Circuitul echivalent al unui asemenea traductor este reprezentat în figura 3.116. De regulă, valoarea capacității traductorului (C_t) este foarte redusă, determinată de miniaturizarea construcției acestuia. În consecință, pentru ca semnalul să nu comporte o atenuare prea pronunțată, aceste traductoare se conectează cu cabluri scurte la preamplificatoare situate în vecinătatea locului de măsurare. Lungimea mică a cablului permite neglijarea rezistenței sale ohmice, astfel încît circuitul echivalent al ansamblului traductor-cablu-preamplificator poate fi schematizat conform figurii 3.117. Analiza elementară a acestui circuit permite exprimarea dependenței între semnalul care ajunge la preamplificator și caracteristicile electrice ale traductorului și cablului:

$$u_i = \frac{C_t}{C_t + C_c} u_s. \tag{3.106}$$

În concluzie, utilizarea acestei categorii de traductoare reclamă întotdeauna folosirea aceluiași cablu de conexiune, atît la etalonarea traductorului, cît și la efectuarea măsurării.

La interconectarea aparatelor electronice cu cabluri de conexiune trebuie evitată, întotdeauna, punerea la pămînt în locuri multiple (fig. 3.118, *a*). Datorită curenților vagabonzi, care circulă prin sol, este posibil ca, între locurile de punere la pămînt să apară o t.e.m. parazită u_p. Această t.e.m. parazită apare în serie cu semnalul (fig. 3.118, *b*), influențînd negativ calitatea măsurării. Pentru evitarea unei asemenea influențe nedorite se recomandă ca punerea la pămînt a instalației să se facă numai într-un singur loc (fig. 3.119).

Scanned with OKEN Scanner

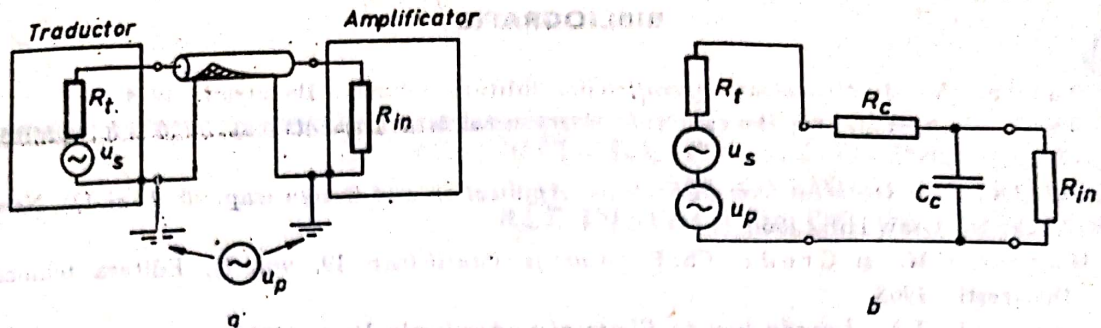


Fig. 3.118

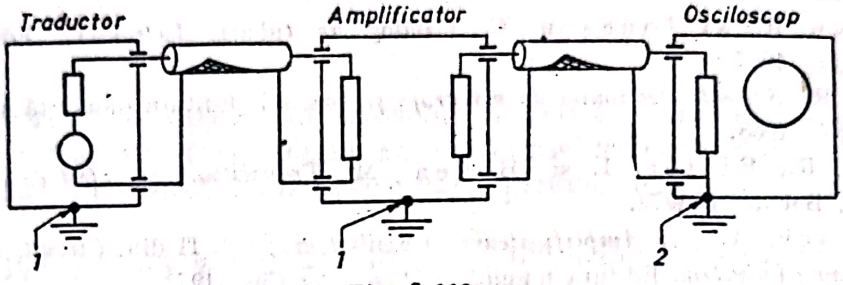


Fig. 3.119:
1 — legătură la pămînt numai a carcasei aparatului; *2* — legătură la pămînt a circuitului de semnal.

În cazul în care distanţele dintre aparatele ce formează instalaţia reclamă utilizarea unor cabluri de lungime mare, se recomandă folosirea cablurilor cu blindaj dublu. Lungimea mare conferă cablului o impedanţă ridicată şi, în consecinţă, o sensibilitate sporită faţă de cîmpurile perturbatoare exterioare. Blindajul dublu realizează o ecranare mai eficientă a conductorului central faţă de cîmpurile exterioare.

O altă perturbaţie ce poate fi produsă de cablul de conexiune este cea de natură triboelectrică. Zgomotul triboelectric se produce atunci cînd cablul este deformat, ceea ce determină apariţia unor semnale perturbatoare odată cu mişcarea cablurilor de conexiune. Explicaţia acestor perturbaţii se bazează pe desprinderile locale ale firului conductor de învelişul său izolant (fig. 3.120). La o asemenea desprindere, sarcinile electrice, prezente pe suprafaţa interioară a dielectricului, rămîn izolate faţă de conductorul central. Datorită conductibilităţii reduse a dielectricului ele nu se pot evacua prin masa acestuia şi formează, pînă la preluarea contactului cu conductorul, o diferenţă de potenţial parazită în lungul acestuia. Zgomotele triboelectrice se elimină printr-o construcţie îngrijită a cablului, în cadrul căreia, suprafaţa interioară a dielectricului este acoperită cu un strat bun conducător de electricitate, care nu permite acumularea sarcinilor electrice în lungul cablului.

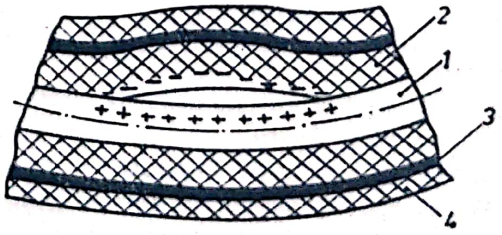


Fig. 3.120:
1 — conductor; *2* — izolaţie; *3* — blindaj; *4* — înveliş protector.

BIBLIOGRAFIE

1. Barna, A. *Amplificatoare operaționale.* Editura tehnică, București, 1974.
2. Beckwith, T. G. și Buck, N. L. *Mechanical Measurements* (cap. 5, 6 și 8), Addison Wesley, 1965.
3. Doeblin, E. O. *Measurement Systems: Application and Design* (cap. 10, 11 și 12), New-York, Mc Graw-Hill, 1966.
4. Harris, C.M. și Crede, Ch. E. *Șocuri și vibrații* (cap. 19, vol. I), Editura tehnică, București, 1968.
5. Korneff, Th. *Introduction to Electronics,* Academic Press, 1967.
6. Millman, J. și Taub, H. *Pulse, digital and switching waweforms.* New-York, Mc. Graw-Hill, 1965.
7. Săvescu, A. și Ionescu, C. *Catalog de tuburi electronice.* Editura tehnică București, 1967.
8. Stere, R. *Aparate electronice de măsurare și control.* Editura didactică și pedagogică, București, 1968.
9. Stere, R., Ristea, I. și Bodea, M. *Tranzistoare cu efect de cîmp,* Editura tehnică, București, 1972.
10. Vătășescu, A. ș.a. *Amplificateurs et oscillateurs*; vol. II din: *Circuits a semiconducteurs dans l'industrie.* Editura tehnică și Masson et Cie., 1972.
11. Vătășescu, V. și Epure, S. *Catalog de dispozitive semiconductoare,* Editura tehnică, București, 1967.
12. * * * RCA Receiving tube manual, 1968.
13. * * * Cataloage și prospecte de la firmele IEMI, ORION, TESLA, RFT, Tektronix, Hewlett & Packard, Brüel & Kjaer, B & F. Instruments, Schlumberger, Philips, ITHACO, Honeywell, Kistler ș.a.

Scanned with OKEN Scanner

4

CARACTERISTICILE DISPOZITIVELOR OPTICE ŞI OPTICO-ELECTRONICE ALE INSTALAŢIILOR DE MĂSURARE

Introducere. Un instrument deosebit de eficace, în cercetarea experimentală, îl constituie înregistrarea pe materiale fotosensibile a imaginilor optice obţinute în cadrul unor investigaţii privind fenomenele mecanice şi termice.

Avantajele pe care le prezintă folosirea tehnicilor fotografice şi cinematografice constau în posibilitatea de cuprindere a unor complexe fenomenologice, precum şi în capacitatea de a urmări evoluţiile rapide ale unor asemenea complexe, sau, de a surpinde stări a căror durată de existenţă este extrem de redusă. Fără utilizarea acestor tehnici este de neconceput studiul experimental al unor procese, de importanţă deosebită, cum ar fi: vaporizarea combustibililor şi formarea amestecurilor aer-vapori, propagarea fronturilor de aprindere, studiul unor mişcări mecanice complexe etc.

Echipamentul folosit în vederea alcătuirii instalaţiilor de înregistrare fotografică sau cinematografică se compune din următoarele elemente distincte:

— sisteme optice pentru formarea şi transmiterea imaginilor;
— sisteme de iluminare şi traductoare de radiaţie;
— sisteme mecanice pentru deplasarea materialului fotosensibil sau pentru distribuirea corespunzătoare a fluxului luminos, respectiv a imaginilor;
— materiale fotosensibile.

Aceste elemente pot fi înglobate în construcţia unui aparat specializat, cum ar fi aparatul fotografic sau cinematografic, ori, pot constitui părţi componente distincte în asamblarea unor instalaţii compelxe.

4.1. SISTEME OPTICE

4.1.1. Formarea imaginilor prin lentile

Elementul de bază al oricărui sistem optic îl constituie lentila. Construită dintr-un material transparent, aceasta are feţele astfel prelucrate, încît razele de lumină care o străbat comportă o anumită deviere în raport cu direcţia lor de incidenţă. Dacă în urma acestei devieri, razele luminoase se apropie între ele, lentila poartă denumirea de lentilă convergentă; invers,

Scanned with OKEN Scanner

dacă în urma deviației razele luminoase se îndepărtează, una în raport cu cealaltă, lentila poartă denumirea de lentilă divergentă. O proprietate importantă a lentilelor o constituie faptul că, indiferent de tipul acestora, un fascicul incident de raze paralele cu axul optic* va fi astfel deviat, încît razele emergente vor trece toate printr-un punct. Acesta poartă denumirea de focar iar distanța între focar și planul median al lentilei definește distanța focală a acesteia. O altă proprietate importantă a lentilelor este aceea că, toate razele care trec prin centrul lor optic comportă o deviație totală nulă.

Pe baza acestor proprietăți se poate determina, pe cale grafică, modul de formare a imaginii prin lentile. În figura 4.1 este reprezentată formarea imaginii, printr-o lentilă convergentă, a unui obiect liniar situat, față de lentilă, la o distanță mai mare decît distanța focală a acesteia.

Se observă că lentila împarte spațiul în două domenii: spațiul obiect, situat de acea parte a lentilei unde se găsește plasat obiectul și spațiul imagine, situat de cealaltă parte a lentilei. În cazul reprezentat în figura 4.1, imaginea se formează în spațiul imagine și este *reală*, adică, poate fi materializată prin introducerea în planul ei de formare a unui ecran sau a unei suprafețe fotosensibile.

Dacă distanța dintre obiect și lentilă devine inferioară distanței focale f a acesteia (fig. 4.2), imaginea se formează în spațiul obiect și este *virtuală*, adică, poate fi percepută numai prin proprietatea ochiului de a-și imagina obiectul în direcția din care îi parvin razele luminoase.

Din asemănarea triunghiurilor, care se formează în cadrul construcției grafice de determinare a imaginii, se deduce binecunoscuta ecuație a lentilei:

$$\frac{1}{f} = \frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_1'} \cdot \qquad (4.1)$$

În relația (4.1) distanțele referitoare la imagine se consideră pozitive, atunci cînd aceasta este situată în spațiul imagine (imagine reală) și negative, atunci cînd ea este situată în spațiul obiect (imagine virtuală).

Principiul de formare a imaginii reale, conform figurii 4.1, stă la baza funcționării aparatelor fotografice și cinematografice. În scopul reținerii imaginii astfel formate, în planul respectiv se plasează suprafața unui material fotosensibil, care, în urma unei prelucrări ulterioare adecvate, va constitui o înregistrare fotografică (sau cinematografică).

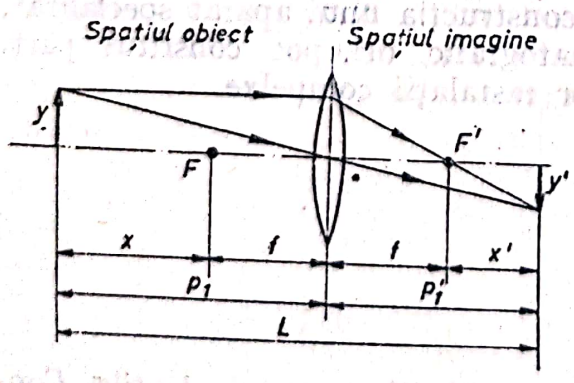


Fig. 4.1

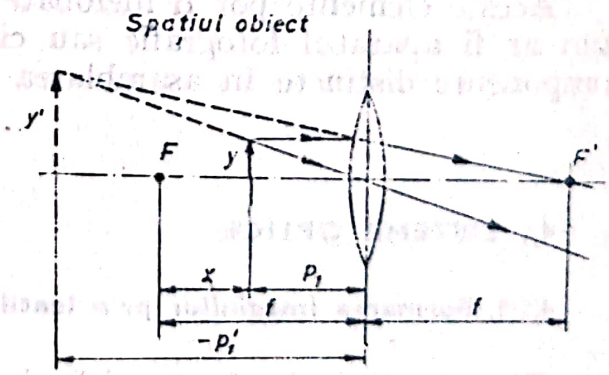


Fig. 4.2

* Prin ax optic se înțelege axul care trece prin centrul lentilei și este perpendicular pe planul median al acesteia. Intersecția axului optic cu planul median definește centrul optic al lentilei.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru ca înregistrarea să reprezinte cu claritate obiectul sau fenomenul studiat este necesar ca, în prealabil, imaginea să fie pusă la punct în mod perfect. Punerea la punct a imaginii presupune cunoaşterea cu exactitate a distanţei, în raport cu distanţa focală a lentilei, la care se formează imaginea obiectului.

Din relaţia (4.1) se obţine după explicitarea distanţelor p_1 şi p_1':

$$xx' = f^2. \tag{4.2}$$

Se constată că, distanţa (x') la care trebuie plasat materialul fotosensibil, măsurată în raport cu focarul lentilei, descreşte rapid la creşterea distanţei obiectului faţă de lentilă.

Raportul între mărimea obiectului şi cea a imaginii rezultate:

$$m = \frac{y}{y'} = \frac{f}{x'} = \frac{x}{f}, \tag{4.3}$$

poate fi aproximat, atunci cînd

$$L > 10\,f, \tag{4.4}$$

drept:

$$m \cong \frac{L}{f} - 2. \tag{4.5}$$

Mărimea inversă a parametrului m:

$$\beta = 1/m = f/x = x'/f, \tag{4.6}$$

poartă denumirea de *mărire liniară a obiectului* şi, conform relaţiei (4.5), poate fi exprimată ca:

$$\beta \cong f/L, \tag{4.7}$$

atunci cînd este îndeplinită condiţia:

$$L/f \gg 2. \tag{4.8}$$

Raportul dintre măririle liniare obţinute cu lentile avînd distanţe focale diferite, în condiţiile specificate de relaţiile (4.4) şi (4.8) este:

$$\beta_{1-2} = \beta_1/\beta_2 = f_1/f_2. \tag{4.9}$$

Dacă nu este îndeplinită condiţia (4.4) atunci relaţia (4.5) nu mai este valabilă şi ea trebuie înlocuită cu:

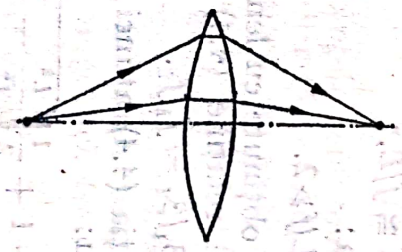
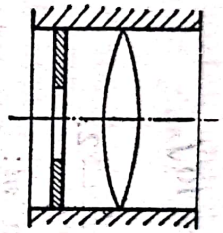
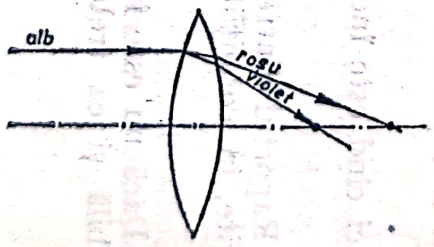
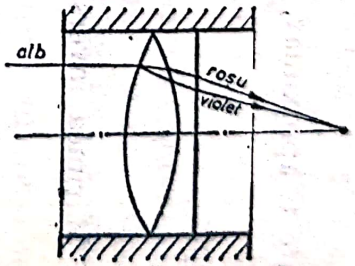
$$m = \frac{x}{f} = \frac{L}{2f} - 1 + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{L^2}{f^2} - \frac{4L}{f}}. \tag{4.10}$$

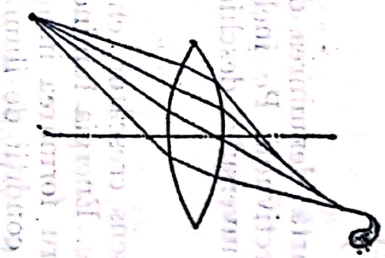
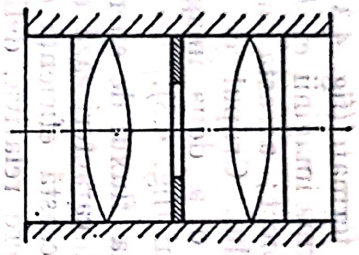
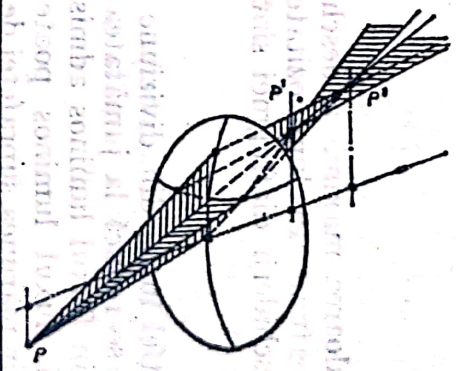
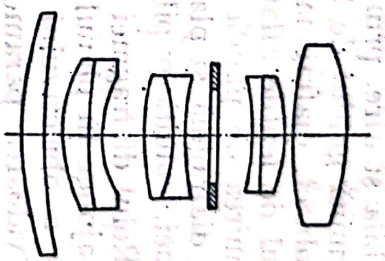
În felul acesta, ţinînd seama de condiţiile dimensionale în care se realizează înregistrarea, se poate ca, prin aplicarea relaţiilor (4.7), sau respectiv (4.10), să se determine, din fotogramă, adevărata mărime a obiectelor.

Sistemele optice folosite în tehnica înregistrărilor fotografice şi cinematografice nu constau dintr-o singură lentilă, aşa cum s-a indicat schematic în figura 4.1, deoarece, în această situaţie s-ar obţine distorsiuni inadmisibile ale imaginii. Distorsiunile sînt cauzate de aşa-numitele aberaţii ale lentilelor şi impun ca, în vederea eliminării lor, la alcătuirea sistemelor optice să se folosească ansambluri formate din mai multe lentile, prevăzute cu diafragme intermediare.

Aberaţiile lentilelor împreună cu cauzele care le produc, cu modul lor de corectare şi cu denumirea sistemului optic corectat sînt sintetizate în tabelul 4.1.

Aberațiile lentilelor și corectarea sistemelor optice *Tabelul 14.1*

Nr. crt.	Denumirea aberației	Cauza care produce aberația	Modul de corectare al aberației	Denumirea sistemului corectat
1.	Aberația de sfericitate	Zona marginală a lentilei refractă razele luminoase mai puternic decît zona centrală determinînd ca imaginea unui punct să apară ca un mic cerc de difuzie 	Folosirea numai a părții centrale a lentilei, fie prin dimensionarea corespunzătoare a acesteia, fie prin diafragmare 	
2.	Aberația cromatică	Radiațiile cu lungimi de undă diferite comportă indici de refracție diferiți și deci focare distincte pentru fiecare culoare a spectrului vizibil 	Realizarea sistemului din mai multe lentile confecționate din materiale cu indici de refracție diferiți 	Sistem acromat (corectat pentru două lungimi de undă diferite — roșu și violet). Sistem apocromat (corectat pentru trei lungimi de undă diferite — roșu, galben și violet)

3.	Aberația de coma	Razele incidente, înclinate mult în raport cu axul optic prezintă o dispersie mare, mai ales la periferia lentilei, determinînd ca imaginea unui punct să capete aspectul unei cozi de cometă 	Realizarea unui sistem optic perfect simetric pentru compensare prin distorsionare inversă 	Sistem aplanat
4.	Aberația de astigmatism	Razele luminoase provenite de la un punct situat lateral sînt refractate diferit în funcție de poziția planului în care sînt conținute, datorită razelor de curbură diferite ale lentilei 	Realizarea unor curburi adecvate ale suprafețelor lentilelor care formează sistemul optic și utilizarea unor materiale corespunzătoare pentru confecționarea acestora 	Sistem anastigmat

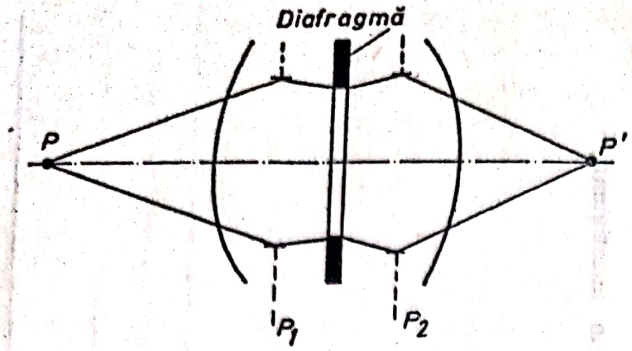


Fig. 4.3

4.1.2. Luminozitatea imaginii, limitarea fasciculului de raze

Obiectivele aparatelor moderne de fotografiat și cinematografiat sînt alcătuite din numeroase lentile, dintre care o parte lipite între ele, avînd suprafețele exterioare foarte precis executate la formele rezultate din calcule extrem de laborioase. În interiorul acestui sistem este plasată o diafragmă a cărei deschidere este reglabilă și care, prin limitarea fasciculului de raze ce străbat obiectivul, determină gradul de luminozitate al imaginii formate (fig. 4.3). Dinspre spațiul obiect, diafragma este percepută sub forma imaginii ei P_1 formată de grupul de lentile aflat între diafragmă și obiect; această imagine poartă denumirea de pupilă de intrare a obiectivului. Grupul de lentile situat între diafragmă și planul imagine formează o a doua imagine P_2 a diafragmei, numită pupila de ieșire a obiectivului (fig. 4.3).

Rolul diafragmei fiind acela de a controla fluxul de energie luminoasă care ajunge în planul imaginii, deschiderea ei caracterizează eficiența luminoasă a obiectivului într-o situație dată. Această eficiență este apreciată prin valoarea parametrului denumit deschidere relativă, definit ca raport între diametrul pupilei de intrare a obiectivului și distanța focală a acestuia:

$$r = d/f = 1\Big/\left(\frac{f}{d}\right). \tag{4.11}$$

Valoarea maximă a deschiderii relative poartă denumirea de diafragmă de apertură sau luminozitate maximă a obiectivului. Pe inelul de reglare a deschiderii diafragmei sînt înscrise valorile inversului deschiderii relative:

$$i = f/d, \tag{4.12}$$

astfel încît, din diviziune în diviziune, în sens crescător, energia luminoasă să se reducă la jumătatea valorii precedente. Energia luminoasă se măsoară prin fluxul luminos admis de obiectiv pentru formarea imaginii. La rîndul lui, fluxul luminos poate fi apreciat (în condiții de iluminare uniformă) prin mărimea suprafeței de trecere controlate de pupila de intrare; $S = \pi d^2/4$. Pentru a reduce la jumătate fluxul luminos, această suprafață trebuie redusă în același raport:

$$S_1 = \frac{1}{2} S = \frac{\pi d_1^2}{4} = \frac{1}{2}\frac{\pi d^2}{4}. \tag{4.13}$$

Din relația (4.13) rezultă că pentru reducerea la jumătate a fluxului luminos este necesar ca diametrul pupilei de intrare să se reducă în raportul:

$$d_1/d = 1/\sqrt{2}. \tag{4.14}$$

Scara deschiderilor relative se marchează, în consecință, în conformitate cu termenii unei progresii geometrice de rație $\sqrt{2}$: 1,0 — 1,4 — 2,0 — — 2,8 — 4,0 — 5,6 — 8,0 — 11 — 16 — 22.

Scanned with OKEN Scanner

Scările de diafragmă ale tuturor obiectivelor aparatelor moderne de fotografiat şi cinematografiat reproduc această serie, începînd cu deschiderea de apertură care poate avea o valoare nenormalizată.

În tabelul 4.2 sînt indicate cîteva obiective împreună cu caracteristicile lor cele mai importante.

Tabelul 4.2

Obiective fotografice

Firma constructoare	Tipul obiectivului	Distanţa focală (mm)	Unghiul vizual	Deschiderea de apertură	Tipul diafragmei	Formatul aparatului fotografic
Zeiss Jena	Flektogon	20	93°	1: 4	Automată	24 × 36 mm
	Pancolar	50	46°	1: 1,8	Automată	24 × 36 mm
	Tessar	50	45°	1: 2,8	Automată	24 × 36 mm
	Sonnar	135	18°	1: 3,5	Automată	24 × 36 mm
	Sonnar	300	8°	1: 4	Automată	24 × 36 mm
	Biometar	80	54°	1: 2,8	Automată	6 × 6 cm
	Sonnar	180	26°	1: 2,8	Automată	6 × 6 cm
Meyer	Orestegon	29	73°	1: 2,8	Automată	24 × 36 mm
	Lydith	30	72°	1: 3,5	Cu preselecţie	24 × 36 mm
	Orestor	50	47°	1: 1,8	Automată	24 × 36 mm
	Orestor	100	24°	1: 2,8	Automată	24 × 36 mm
	Orestegor	200	12°	1: 4	Cu preselecţie	24 × 36 mm
	Orestegor	500	5°	1: 5,6	Cu preselecţie	24 × 36 mm
	Orestegor	500	10°	1: 5,6	Cu preselecţie	6 × 6 cm
Carl Zeis	Distagon	30	180°	1: 3,5	Automată	6 × 6 cm
	Planar	80	52°	1: 2,8	Automată	6 × 6 cm
	Tele-Tessar	1 000	4,5°	1: 8		6 × 6 cm
Schneider	Variogon	Variabilă 45 ... 100		1: 2,8	Automată	24 × 36 mm
	Tele-Variogon	Variabilă 80 ... 240		1: 4	Automată	24 × 36 mm

4.1.3. Profunzimea cîmpului de claritate

În majoritatea situaţiilor întîlnite în practică, obiectul care urmează să fie fotoînregistrat nu este conţinut într-un singur plan ci posedă o configuraţie spaţială. Aşa cum s-a arătat însă, în § 4.1.1, procesul de punere la punct a imaginii reclamă plasarea suprafeţei materialului fotosensibil într-un plan situat la o distanţă bine determinată, în raport cu focarul posterior al obiectivului şi care este o funcţie de distanţa focală şi de distanţa obiect-focar (relaţia 4.2). În cazul unui obiect avînd o configuraţie spaţială, imaginile diverselor sale puncte se vor forma la distanţe diferite în raport cu focarul posterior al obiectivului, în funcţie de distanţa punctelor considerate, măsurată în raport cu focarul anterior. Cum însă materialul fotosensibil nu poate fi situat decît într-un singur plan se pune problema poziţionării acestui plan, astfel încît, imaginea obţinută să posede claritatea maximă posibilă. În mod

Scanned with OKEN Scanner

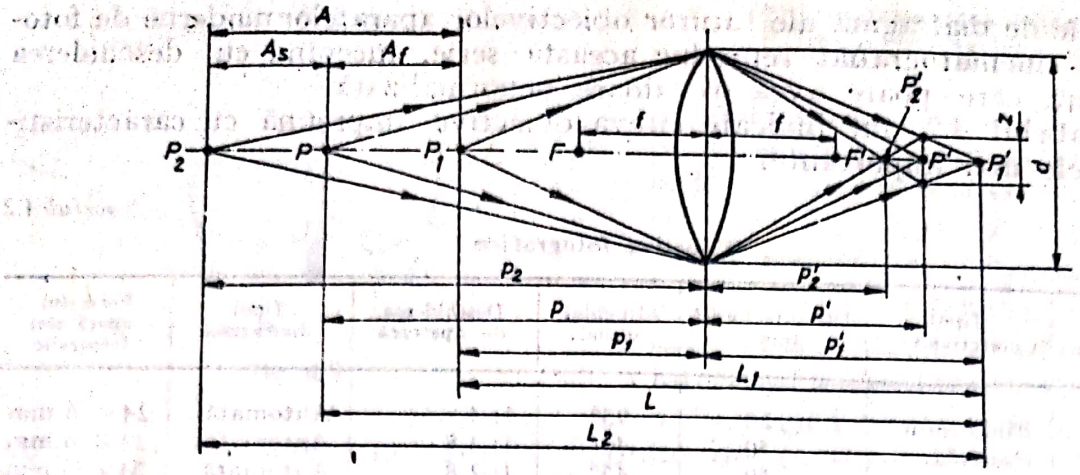


Fig. 4.4

inerent, într-o asemenea situație, punctele obiectului, situate în planele extreme față de focarul anterior al obiectivului, vor avea drept imagine cercuri de difuzie (fig. 4.4). Profunzimea cîmpului de claritate A se definește ca distanță între două plane ale obiectului, perpendiculare pe axul optic al obiectivului, pentru care, punctele respective produc drept imagine cercuri de difuzie avînd un diametru maxim z ale cărui valori admisibile sînt indicate în tabelul 4.3.

Tabelul 4.3

Valori ale diametrului maxim admis al cercului de difuzie

Dimensiunile formatului	Diametrul maxim al cercului de difuzie „z"	Domenii de utilizare ale formatului
9×12 cm	100 μm	Fotografii tehnice profesionale
6×9 cm 6×6 cm 4×4 cm	75 μm 60 μm 40 μm	Fotografii tehnice de format mare
24×36 cm	33 μm	Fotografii tehnice de format mic

Conform notațiilor din figura 4.4 rezultă sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} 1/p + 1/p' = 1/f \longrightarrow p' = pf/(p-f), \\ 1/p_1 + 1/p_1' = 1/f \longrightarrow p_1 = p_1'f/(p_1'-f), \\ 1/p_2 + 1/p_2' = 1/f \longrightarrow p_2 = p_2'f/(p_2'-f), \\ z/d = (p'-p_2')/p_2' = (p_1'-p')/p_1', \end{cases} \tag{4.15}$$

din care se poate calcula valoarea profunzimii cîmpului de claritate:

$$A = p_2 - p_1 = \frac{2z\frac{f}{d}p(p-f)}{f^2 - \frac{z^2}{d^2}(p-f)^2}. \tag{4.16}$$

Folosind notația (4.12) se obține relația finală:

$$A = \frac{2zip(p-f)}{f^2 - \frac{z^2i^2}{f^2}(p-f)^2}, \tag{4.17}$$

care pentru $10f \leqslant L < \infty$ se poate reduce la:

$$A = 2ziL^2/f^2. \tag{4.18}$$

Pentru punerea la punct a imaginii este necesar să se precizeze adîncimea cîmpului de claritate în raport cu planul față de care este realizată focalizarea imaginii. Se obține astfel, către în fața planului focalizat:

$$A_f = p - p_1 = \frac{zip(p-f)}{f^2 + zi(p-f)} \tag{4.19}$$

și către în spatele planului focalizat:

$$A_s = p_2 - p = \frac{zip(p-f)}{f^2 - zi(p-f)}. \tag{4.20}$$

Profunzimea cîmpului de claritate mai poate fi exprimată și în funcție de mărirea liniară a obiectului (relațiile 4.3 și 4.6). Astfel, din relația (4.17) se determină:

$$A = \frac{2zim(m+1)}{1 - \frac{z^2i^2m^2}{f^2}}, \tag{4.21}$$

sau ținînd cont că termenul $(z^2i^2m^2/f^2)$ este de regulă mult mai mic decît unitatea:

$$A \cong 2zim\,(m+1), \tag{4.22}$$

respectiv:

$$A = 2zi\,(\beta+1)/\beta^2. \tag{4.23}$$

Din analiza tuturor acestor relații rezultă că profunzimea cîmpului de claritate crește odată cu diafragmarea obiectivului (micșorarea luminozității imaginii) și cu scăderea scării de reproducere a obiectului în imagine (creșterea distanței obiect-obiectiv). Se observă, de asemenea, că profunzimea cîmpului de claritate crește odată cu scăderea distanței focale a obiectivului.

4.1.4. Macrofotoînregistrarea

Generalități. De multe ori, în practica cercetării experimentale, se pune problema fotoînregistrării unor obiecte de dimensiuni foarte reduse. În scopul utilizării fotoînregistrării pentru efectuarea unor evaluări cantitative de precizie este necesar ca, mărira liniară a obiectului (β) să aibă valori mari și totodată calitatea imaginii obținute să fie foarte bună.

Realizarea unor valori ridicate ale măririi liniare a obiectului presupune (în conformitate cu relația 4.10) o reducere a distanței obiectivului față de obiect. Obiectivele uzuale sînt astfel dimensionate încît aberațiile lor să fie corectate pentru distanțe mai mari decît $10f$ în spațiul obiect și mai mari decît disțanta focală (f) în spațiul imagine. Practica a demonstrat că obiec-

Scanned with OKEN Scanner

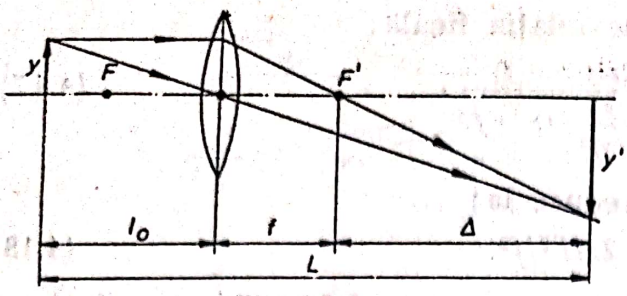


Fig. 4.5

tivele astfel dimensionate nu produc aberaţii obiecţionabile chiar dacă distanţa obiectiv-obiect scade pînă la $6f$. Mărirea liniară a obiectului, care se obţine în acest caz, este, în conformitate cu relaţia (4.6) şi figura 4.1, $\beta = 1/5$. Fotoînregistrarea la scări superioare acestei valori critice este însoţită de accentuarea aberaţiilor şi, în consecinţă, reclamă unele măsuri speciale. Acestea se referă fie la utilizarea unor obiective speciale macro, fie la întoarcerea obiectivului şi diafragmarea puternică a acestuia. Astfel, dacă se doreşte o mărire liniară $\beta = 5$, rezultă conform relaţiei (4.6) o distanţă obiect-obiectiv egală cu $6/5\,f$ şi o distanţă obiectiv-imagine egală cu $6\,f$. Datorită modului în care este realizată corectarea aberaţiilor obiectivului în cele două spaţii: obiect şi respectiv imagine, rezultă clar îmbunătăţirea care se obţine, sub acest aspect, la întoarcerea obiectivului în cazul macrofotoînregistrării.

4.1.4.1. **Macrofotoînregistrarea cu ajutorul extensiilor suplimentare.** Odată cu apropierea obiectivului de obiect, în vederea creşterii măririi liniare a acestuia în imagine, se măreşte distanţa de la planul imagine la focarul posterior al obiectivului. Ca urmare, este necesar ca între obiectiv şi cutia aparatului în care se găseşte materialul fotosensibil, să se introducă o extensie suplimentară. Această extensie poate fi materializată fie printr-o serie de elemente rigide sub forma unor inele de distanţă, fie printr-un element flexibil: burduful.

Calculul extensiei suplimentare şi a celorlalte dimensiuni ale sistemului macrofotografic se face în conformitate cu construcţia grafică indicată în figura 4.5. Rezultă astfel:

$$\Delta = \beta f, \tag{4.24}$$

$$l_0 = f(1 + \beta)/\beta, \tag{4.25}$$

$$L = l_0 + f + \Delta = f(1 + \beta)^2/\beta. \tag{4.26}$$

Profunzimea cîmpului de claritate se ajustează prin diafragmarea obiectivului; valoarea ei este însă limitată de reducerea excesivă a fluxului luminos care participă la formarea imaginii.

Astfel, dacă acelaşi obiect se apropie de obiectiv de la distanţa l'_0 la l''_0 imaginea lui îşi modifică dimensiunile liniare de la y' la y'' (fig. 4.6).

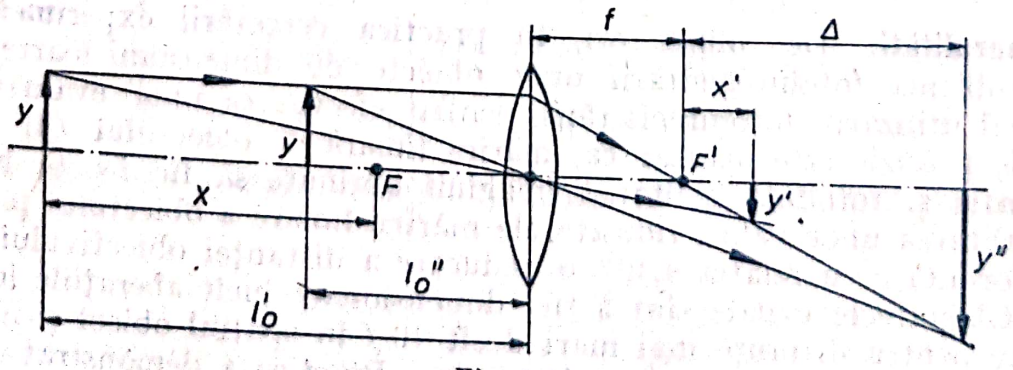


Fig. 4.6

Scanned with OKEN Scanner

Întrucît fluxul luminos reflectat de obiect nu se modifică la modificarea distanței obiect-obiectiv, rezultă că raportul între densitățile luminoase care formează cele două imagini y' și y'' este identic cu inversul raportului suprafețelor imaginilor:

$$\frac{I_i''}{I_i'} = \frac{S_y'}{S_y''} = \left(\frac{y'}{y''}\right)^2. \tag{4.27}$$

Din geometria figurii 4.6 se deduce în continuare, cu ajutorul relațiilor (4.2) și (4.24):

$$\frac{y'}{y''} = \frac{x'}{\Delta} = \frac{f^2}{x} \cdot \frac{1}{\beta f}. \tag{4.28}$$

Ținînd seama că în cazul fotoînregistrărilor normale distanța obiect-obiectiv este mare, se poate aproxima $x \cong l_0'$ și cu ajutorul relației (4.25) se deduce din (4.27) și (4.28):

$$\frac{I_i''}{I_i'} = \frac{1}{(1+\beta)^2}. \tag{4.29}$$

Se constată că, la creșterea măririi liniare a obiectului, luminozitatea imaginii se reduce cu un factor $K = (1 + \beta)^2$. Această împrejurare reclamă de multe ori folosirea unei iluminări speciale, de intensitate sporită, atunci cînd se dorește fotoînregistrarea la scară mare a obiectului studiat.

Corelarea profunzimii cîmpului de claritate cu mărirea liniară și cifra de diafragmă se realizează cu ajutorul relației (4.23). Admițînd, la limită, o valoare a diametrului cercului de difuzie de 0,2 mm și ținînd seama de o eventuală mărire ulterioară a fotoînregistrării, prin copiere sau proiecție, rezultă pentru negativ o valoare maximă admisibilă a diametrului cercului de difuziune:

$$z = 0{,}2\ \beta/\beta_{tot}, \tag{4.30}$$

unde β_{tot} reprezintă mărirea liniară finală de redare. Introducînd această valoare în relația (4.23) se deduce:

$$A/i = \frac{0{,}4}{\beta_{tot}} \cdot \frac{\beta + 1}{\beta}. \tag{4.31}$$

Valoarea funcției A/i este furnizată în tabelul 4.4 pentru diverse valori ale lui β și β_{tot}.

4.1.4.2. **Macrofotoînregistrarea cu ajutorul lentilelor adiționale.** Există două situații specifice în care macrofotoînregistrarea reclamă utilizarea lentilelor adiționale.

Prima se referă la cazurile, întîlnite în special în cinematografie, în care folosirea extensiilor suplimentare este incomodă. Problema apropierii suficiente a obiectivului de obiect, pentru obținerea măririi dorite, fără ca aceasta să necesite introducerea unei extensii suplimentare, este rezolvată prin plasarea

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.4

Raportul profunzime/diafragmă în funcție de scara fotoînregistrării

Scara finală de redare	Raportul (profunzime/diafragmă) pentru diferite scări de redare în negativ (β)														
	β = 1:20	1:15	1:10	1:8	1:6	1:4	1:3	1:2	1:1,5	1:1	1,5:1	2:1	3:1	4:1	6:1
1: 20	168														
1: 15	144	110													
1: 10	84	64	44												
1: 8	67	51	35	28											
1: 6	50	38	26	22	17										
1: 4	34	26	18	14	11	8									
1: 3	25	19	14	11	8,4	6	4,8								
1: 2	17	13	8,8	7	5,6	4	3,2	2,4							
1: 1,5	12,6	9,5	6,6	5,4	4,2	3	2,4	1,8	1,4						
1: 1		6,4	4,4	3,6	2,8	2	1,6	1,2	0,95	0,8					
1,5: 1			3	2,4	1,9	1,66	1,1	0,8	0,63	0,53	0,43				
2: 1				1,8	1,4	1,0	0,8	0,6	0,47	0,40	0,32	0,29			
3: 1					0,95	0,67	0,53	0,4	0,32	0,26	0,22	0,19	0,18		
4: 1						0,50	0,40	0,3	0,24	0,20	0,16	0,14	0,14	0,12	
6: 1							0,26	0,2	0,16	0,13	0,11	0,10	0,09	0,08	0,07
8: 1								0,15	0,12	0,10	0,08	0,08	0,06	0,05	0,045
10: 1									0,095	0,08	0,065	0,06	0,05	0,05	
15: 1										0,06	0,045	0,04	Numai pentru obiecte perfect plane		

în fața obiectivului a unei lentile adiționale (fig. 4.7). Se folosește în acest scop o lentilă cu distanța focală mare care se plasează în imediata vecinătate a obiectivului (distanța de separație δ este foarte mică). Se constată că lentila adițională formează o imagine virtuală a obiectului, imagine care, cît va fi mai mare, cu atît va fi situată mai departe de obiectivul propriu-zis. Astfel, obiectivul poate să lucreze în condiții normale și în același timp să vadă o magine mărită a obiectului, realizînd în final o imagine la scară mare a acestuia.

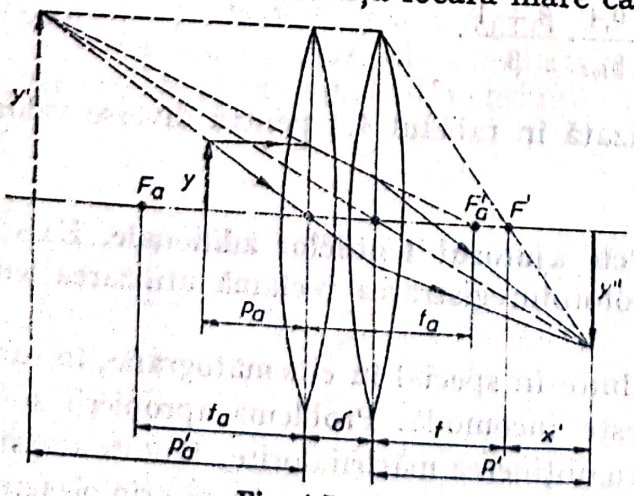


Fig. 4.7

Scanned with OKEN Scanner

Scriind ecuația (4.1) pentru lentila adițională și neglijînd valoarea lui δ se obține, cu notațiile din figura 4.7:

$$\frac{1}{f_a} = \frac{\Phi_a}{1\,000} = \frac{1}{p_a} - \frac{1}{p'_a}, \tag{4.32}$$

unde cu Φ_a s-a notat convergența lentilei adiționale, exprimată în dioptrii*). Distanța maximă la care poate fi plasat obiectul corespunde distanței focale a lentilei adiționale:

$$(p_a)_{max} = f_a = 1\,000/\Phi_a. \tag{4.33}$$

În acest caz imaginea virtuală se formează la infinit iar imaginea finală „văzută" de obiectiv se formează în focarul acestuia. Distanța minimă la care poate fi apropiată lentila adițională de obiect $(p_a)_{min}$ este determinată de distanța minimă de punere la punct a obiectivului (p_{min}). Înlocuind p'_a prin această valoare în relația (4.32) se determină:

$$(p_a)_{min} = \frac{f_a p_{min}}{f_a + p_{min}} = \frac{1\,000\, p_{min}}{\Phi_a\, p_{min} + 1\,000}. \tag{4.34}$$

Mărirea liniară a imaginii finale este rezultatul produsului măririlor liniare ale celor două elemente ale sistemului optic, mărirea liniară introdusă de lentila adițională:

$$\beta_a = p'_a/p_a = f_a/(f_a - p_a) \tag{4.35}$$

și cea datorită obiectivului:

$$\beta = \frac{x'}{f} = \frac{f(f_a - p_a)}{f_a p_a + (\delta - f)(f_a - p_a)}, \tag{4.36}$$

astfel încît:

$$\beta_{tot} = \beta_a \beta = \left| \frac{f f_a}{f_a p_a + (\delta - f)(f_a - p_a)} \right|. \tag{4.37}$$

Ținînd seama de limitele de variație ale distanței p_a, stabilite prin relațiile (4.33) și (4.34), rezultă domeniul de variație al măririlor posibile prin utilizarea acestei metode:

$$(\beta_{tot})_{min} = f/f_a = \frac{\Phi_a f}{1\,000} \tag{4.38}$$

și

$$(\beta_{tot})_{max} = \frac{(f_a + p_{min})f}{f_a p_{min} + (\delta - f) f_a} = \frac{\left[\frac{1\,000}{\Phi_a} + p_{min}\right] f}{[p_{min} + (\delta - f)]\frac{1\,000}{\Phi_a}}. \tag{4.39}$$

Astfel, pentru un obiectiv cu distanța focală $f = 50$ mm, care poate fi pus la punct pînă la o distanță minimă $p_{min} = 6f = 300$ mm și pentru o lentilă adițională de + 1 dioptrii (distanța focală $f_a = 1\,000$ mm) rezultă mărirea minimă $(\beta_{tot})_{min} = 1/20$ și mărirea maximă posibilă $(\beta_{tot})_{max} \cong 1{,}3$.

A doua situație specifică, în care este necesară utilizarea lentilelor adiționale, este determinată de studiul fenomenelor care, prin natura lor, nu

---

*) Convergența unei lentile sau puterea ei se exprimă în dioptrii $\Phi = \frac{1\,000}{f[\text{mm}]}$.

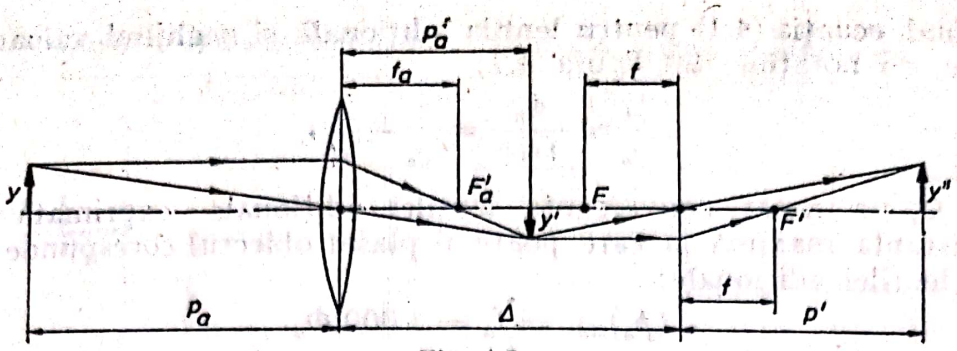


Fig. 4.8

permit apropierea echipamentului de fotoînregistrare la distanțele cerute de mărirea dorită (explozii, atmosfere toxice etc.).

Și în acest caz se folosește o lentilă adițională a cărei distanță focală este superioară distanței focale a obiectivului. De astă dată însă, lentila adițională se plasează, în raport cu obiectivul, la o distanță mai mare ca suma distanțelor focale ale acestora: $\delta > f + f_a$. Lentila adițională formează, în spațiul situat între ea și obiectiv, o imagine reală a obiectului. Această imagine servește drept obiect obiectivului, care lucrează în condiții de macrofotoînregistrare și furnizează, în final, o imagine reală a obiectului la o scară mare de redare (fig. 4.8). Se observă că în acest caz este necesară, pe lîngă o extensie suplimentară pentru poziționarea obiectivului în raport cu planul în care este plasat materialul fotosensibil, și o extensie suplimentară pentru poziționarea lentilei adiționale în raport cu obiectivul. Întregul ansamblu necesar efectuării macrofotoînregistrării capătă o lungime apreciabilă și necesită un suport special pentru asamblarea părților componente (banc optic). De asemenea se recomandă ca diafragma sistemului optic să se realizeze la lentila adițională și nu la obiectiv, pentru a evita autocașetarea [1] imaginii finale.

Procedînd în mod analog cu cazul precedent se deduc, pentru noua configurație:

$$\beta_{tot} = \left| \frac{f f_a}{(\Delta - f)(p_a - f_a) - f_a p_a} \right|, \tag{4.40}$$

$$x' = \beta_{tot} f (p_a - f_a)/f_a. \tag{4.41}$$

$$\Delta > f + f_a p_a/(p_a - f_a). \tag{4.42}$$

Folosind, de exemplu, o lentilă adițională cu $f_a = 200$ mm și un obiectiv cu $f = 50$ mm rezultă din relația (4.42), pentru o distanță lentilă adițională-obiect $p_a = 2\,000$ mm, o extensie $\Delta > 272$ mm. Reglînd $\Delta = 278$ mm rezultă din relația (4.40) o mărire liniară totală $\beta_{tot} = 1{,}0$ și din (4.41) valoarea extensiei suplimentare necesare $x' = 450$ mm.

Pentru obținerea unor rezultate bune în cazul utilizării lentilelor adiționale este necesar ca axele optice ale obiectivului și lentilei adiționale să fie confundate, adică sistemul să fie centrat, pentru a evita apariția unor aberații supărătoare. De asemenea, *deschiderea de apertură* a lentilei adiționale trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu cea a obiectivului pentru evitarea efectului de vignetare (autocașetare) a imaginii.

[1] Lipsa imaginii, pe o anumită adîncime, pe conturul formatului fotoînregistrării.

Scanned with OKEN Scanner

4.1.5. Fotoînregistrarea obiectelor plane, înclinate față de axa optică a sistemului

În practica cercetării experimentale apar uneori situații în care nu este posibilă orientarea axei optice a obiectivului aparatului fotografic, perpendicular pe planul în care se desfășoară fenomenul studiat.

În cazul în care axul optic face un unghi θ cu planul obiectului studiat, imaginea punctelor acestui plan se formează într-un plan, de asemenea înclinat în raport cu axul optic (fig. 4.9). Determinarea înclinării θ', a planului imagine, este importantă întrucît ea precizează poziția planului în care trebuie plasat materialul fotosensibil pentru a obține o imagine clară a obiectului. Cu notațiile din figura 4.9 și cu ajutorul relației (4.1) rezultă:

$$\operatorname{tg}\theta' = \frac{a}{a'}\operatorname{tg}\theta = \frac{f}{a'-f}\operatorname{tg}\theta. \tag{4.43}$$

Scara imaginii obținute este funcție de distanța la care se formează imaginea, în raport cu focarul posterior al obiectivului. Din relația (4.6) se determină:

$$\beta = \frac{x'}{f} = \frac{a'-f+\zeta\cos\theta'}{f}. \tag{4.44}$$

Se constată că, scara de redare a obiectului în fotoînregistrare este o funcție de parametrul ζ și, în consecință, imaginea apare deformată. Pentru redarea adevăratelor proporții ale obiectului este necesară o copiere a negativului primar cu ajutorul unui dispozitiv special, care să permită înclinarea atît a ramei care conține negativul, cît și a ramei pe care se fixează materialul fotosensibil proaspăt (fig. 4.10). Un asemenea procedeu de copiere poartă denumirea de copiere cu restituire.

Dacă obiectul studiat este situat la o distanță relativ mare de obiectiv, astfel încît profunzimea cîmpului de claritate să aibă o valoare suficientă, planul care conține materialul fotosensibil poate fi astfel înclinat, în raport

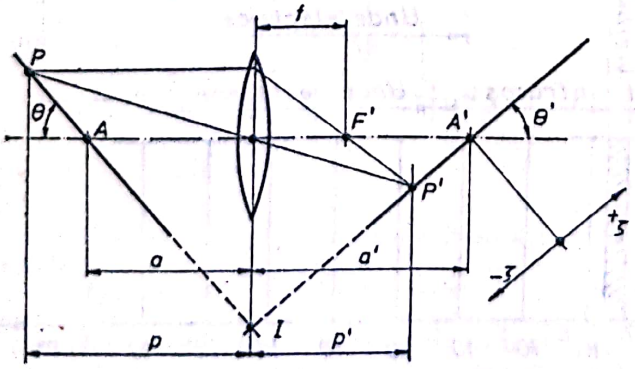


Fig. 4.9

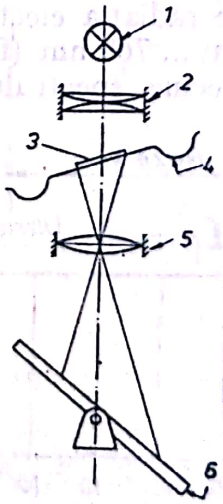


Fig. 4.10:
1 — sursă de lumină; *2* — condensor optic; *3* — negativ; *4* — rama negativului; *5* — obiectiv; *6* — rama de copiat.

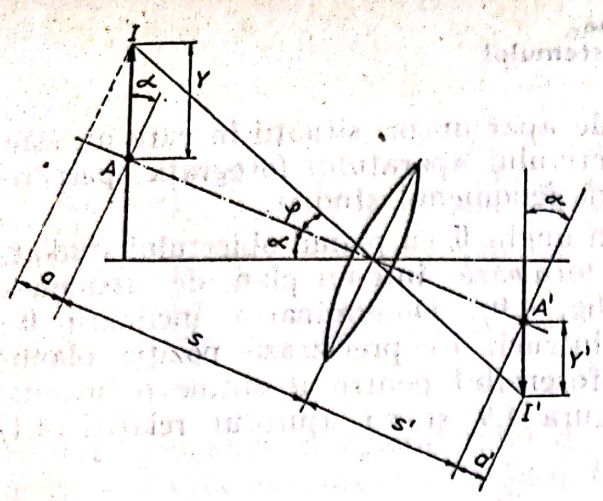


Fig. 4.11

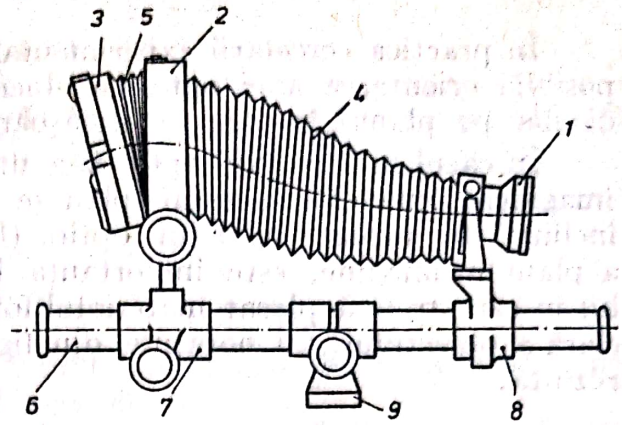


Fig. 4.12:
1 — obiectiv; *2* — cutia aparatului; *3* — rama cu materialul fotosensibil; *4* — burduf; *5* — burduf auxiliar; *6* — coloana de asamblare a aparatului; *7* — manşon culisant spate; *8* — manşon culisant faţă; *9* — suport.

cu axa optică, încît scara de redare a obiectului să fie uniformă pe tot planul imaginii (fig. 4.11). Cu notaţiile din figură rezultă: $(s + a)/Y \cos \alpha = (s' + a')/Y' \cos \alpha$. Ţinînd cont că: $a = Y \sin \alpha$ şi $a' = Y' \sin \alpha$ se obţine în final;

$$\beta = \frac{Y'}{Y} = \frac{s'}{s} = \text{const.} \qquad (4.45)$$

Realizarea unor asemenea fotoînregistrări, în care caseta ce conţine materialul fotosensibil poate fi înclinată, la unghiuri precis controlate, în raport cu axa optică a obiectivului, reclamă o aparatură specială de tipul celei prezentate în figura 4.12.

4.2. SURSE DE ILUMINARE, TRADUCTOARE FOTOMETRICE

4.2.1. Elemente de fotometrie

Lumina este radiaţia electromagnetică pe lungimi de undă cuprinse în intervalul 380 nm ... 760 nm (fig. 4.13) care impresionează retina ochiului uman. Zonele vecine spectrului de radiaţii vizibile sînt ultravioletul, la

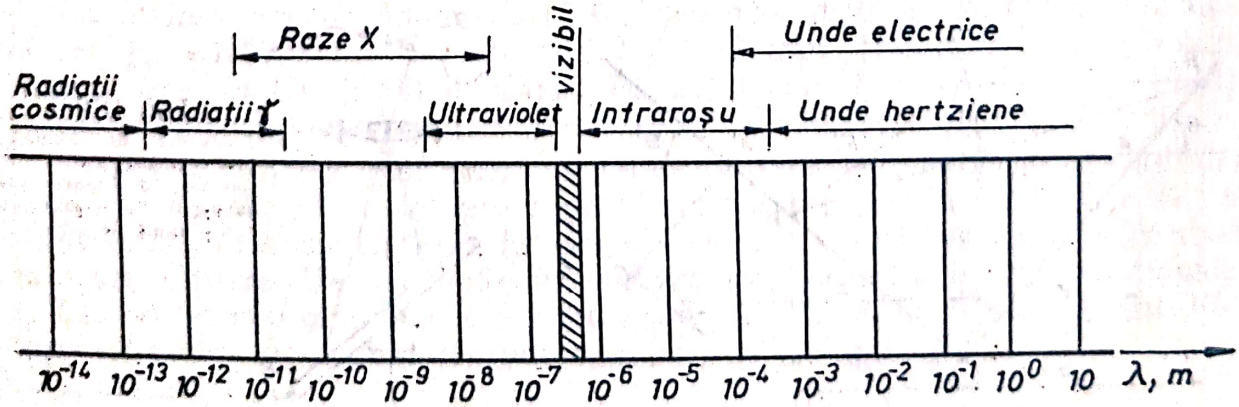


Fig. 4.13

extrema lungimilor mici de undă (~ 200 ... 400 nm) și infraroșul, la extremitatea lungimilor mari de undă (760 ... 10^5 nm).

Sensibilitatea ochiului omenesc nu este uniformă pe tot domeniul spectrului vizibil; ea prezintă un maximum situat în vecinătatea lungimii de undă de 555 nm și scade către ambele extremități ale intervalului. În figura 4.14 este reprodusă curba de sensibilitate a observatorului teoretic standard în conformitate cu datele stabilite de C.I.E.[1] În baza acestui standard se definesc unități și tehnici de măsurare care corespund efectului produs asupra ochiului de energia radiantă.

Intensitatea luminoasă (I_L) se măsoară în candele[2] (cd). Candela se definește ca a 60-a parte din intensitatea luminoasă, în direcție normală, a unui cm^2 din suprafața unui corp absolut negru aflat la temperatura de solidificare a platinei. Lămpi etalon fabricate de diverse firme constructoare servesc pentru reproducerea, în laborator, a unității de măsură standard.

Fluxul luminos se măsoară în lumeni (lm). Lumenul se definește drept fluxul emis, în unitatea de unghi solid, de o sursă luminoasă punctiformă având intensitatea de 1 candelă. Deci, o sursă punctiformă cu intensitatea de o candelă produce un flux luminos total de 4π lumeni.

Corelația între fluxul luminos și sensibilitatea spectrală a ochiului se realizează pe baza corespondenței între un Watt, putere radiată, cu 680 lumeni pentru o lungime de undă de 555 nm.

Fluxul luminos produs de o sursă oarecare poate fi calculat, dacă se cunoaște funcția de distribuție a puterii radiate, pe domeniul lungimilor de undă (fig. 4.15):

$$\Phi_l = \int_0^\infty [680\ W(\lambda)]\ y(\lambda)\ d\lambda, \qquad (4.46)$$

unde $W(\lambda)$ reprezintă puterea radiată pe unitatea de lungime de undă, măsurată în wați și $y(\lambda)$ funcția de sensibilitate spectrală a observatorului teoretic standard (fig. 4.14).

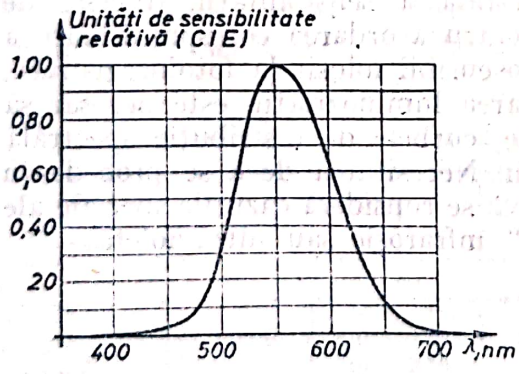


Fig. 4.14

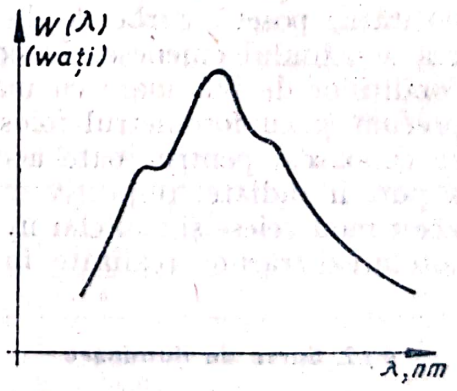


Fig. 4.15

[1] Commission Internationale d'Éclairage, forul internațional care reglementează tehnicile de măsurare și unitățile de măsură fotometrice.

[2] Definiția din 1948 înlocuiește candela veche a cărei definiție era bazată pe energia radiată de filamente incandescente de cărbune. Diferența dintre cele două candele este de ordinul zecimilor de procent astfel încît cele două unități de măsură sînt practic echivalente. Avantajul noului standard constă în ușurința reproducerii lui în condiții de laborator.

Scanned with OKEN Scanner

Iluminarea este precizată de densitatea fluxului luminos incident pe suprafaţa obiectului considerat. Unitatea de măsură a iluminării este luxul [1 lx = 1 lm/m²] sau fotul [1 ph = 1 lm/cm²]. Deci, o sursă de o candelă va produce o iluminare de 1 lux la o distanţă de 1 m.

Luminanţa sau **luminozitatea fotometrică** exprimă fluxul luminos emis, în unitatea de unghi solid, de un punct al unei suprafeţe pe o direcţie dată. Luminanţa poate aprecia atît emisiunea luminoasă proprie, a unei suprafeţe, cît şi lumina difuzată de aceasta şi care provine de la o altă sursă.

Unităţile de măsură pentru luminanţă sînt:

$$1 \text{ nit} = 10^{-4} \text{ stilbi (sb)} = 1 \text{cd/m}^2$$

$$1 \text{ apostilb} = 10^{-4} \text{ Lamberţi (La)} = \frac{1}{\pi} \frac{\text{cd}}{\text{m}^2}.$$

În tabelul 4.5 sînt prezentate valori tipice ale luminanţei pentru cîteva surse luminoase.

Tabelul 4.5

Luminanţa unor surse uzuale de iluminare

Sursa de lumină	Luminanţa (ma]
Soarele	5×10^2
Luna	785
Cerul senin	2 500
Fulgerul	$2{,}25 \times 10^{10}$
Lampă cu filament de tungsten (16 lm/w)	$2{,}8 \times 10^6$
Arc electric cu electrozi de cărbune (craterul pozitiv)	5×10^6
Lampă fluorescentă, alb rece, încărcare medie (430 mA)	2 125

În practică, nu este întotdeauna raţional să se etaloneze luminozitatea în unităţi fotometrice, deoarece, atît materialele fotosensibile folosite în foto- şi cinematografie, cît şi elementele fotosensibile utilizate la măsurarea luminozităţii, posedă curbe de distribuţie spectrală a sensibilităţii, diferite de cea a ochiului omenesc. În consecinţă, pentru acordarea corespunzătoare a condiţiilor de iluminare cu materialul fotosensibil folosit la fotoînregistrare, precum şi cu fotometrul folosit la măsurarea luminozităţii, este necesar să se cunoască, pentru toate aceste elemente, curbele de distribuţie spectrală a puterii radiate, respectiv a sensibilităţii. Necesitatea de a se proceda în acest mod reiese şi mai clar în evidenţă dacă se consideră cazurile speciale ale fotoînregistrărilor realizate în „iluminare" infraroşie sau ultravioletă.

4.2.2. Surse de iluminare

Sursa de lumină cea mai frecvent utilizată pentru fotoînregistrări o constituie radiaţia solară. Această sursă acoperă un domeniu spectral foarte larg, prezentînd cantităţi importante de energie radiată atît în zona vizibilă cît şi în cea corespunzătoare ultravioletului, respectiv infraroşului (fig. 4.16).

O altă sursă de iluminare, de utilizare curentă, o constituie lampa cu filament de tungsten. Avantajele pe care le prezintă această sursă constau în disponibilitatea sa, în numeroase variante constructive, în fiabilitatea ridicată

Scanned with OKEN Scanner

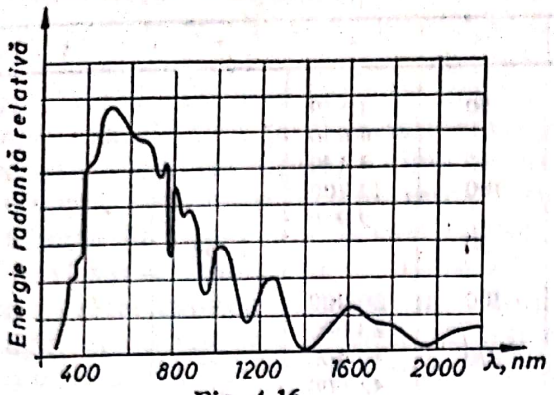


Fig. 4.16

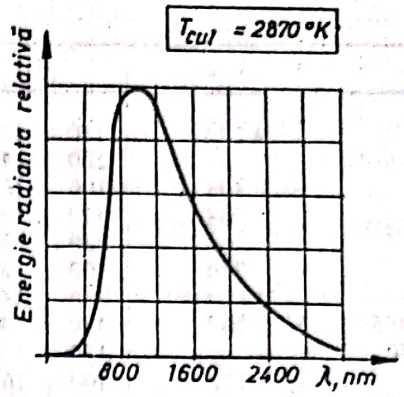


Fig. 4.17

și în menținerea constanței caracteristicilor de lucru. Tararea puterii luminoase a unei asemenea surse se face prin specificarea puterii electrice absorbite și a temperaturii de culoare. Întrucît emisivitatea spectrală seamănă, în acest caz, cu cea a unui corp absolut negru (fig. 4.17), *temperatura de culoare* a sursei este definită drept temperatura corpului absolut negru ce radiază energie după o curbă de distribuție spectrală, care reprezintă cea mai apropiată aproximare, în domeniul vizibil, a curbei de emisivitate spectrală a sursei. În figura 4.17 este indicată curba de emisivitate spectrală a unei lămpi cu filament de tungsten tarată la o temperatură de culoare de 2870 °K.

Asemenea lămpi se construiesc pentru puteri de la 100 pînă la 2 000 W și au o eficacitate luminoasă[1)] de 24 pînă la 32 lm/W. Prin supravoltare ele permit atingerea unor temperaturi de culoare de 3 200 K.

O categorie aparte, în clasa lămpilor cu filament, o constituie lămpile cu ciclu iodic. Funcționarea acestora într-o atmosferă de vapori de săruri de iod, care produc recondensarea continuă a materialului evaporat din filament, determină mărirea durabilității lor.

În tabelul 4.6 sînt indicate cîteva tipuri de lămpi cu incandescență utilizate în tehnica fotoînregistrărilor.

Lampa cu vapori de mercur constituie o sursă de iluminare foarte eficientă (50 ... 65 lm/W), radiind atît în domeniul vizibil (în vecinătatea zonei

Tabelul 4.6

Caracteristicile unor surse de iluminare cu filament incandescent

Firma constructoare	Cod catalog	Tensiune [V]	Putere [W]	Durata de funcționare [h]	Fluxul luminos [lm]	Temperatura de culoare [K]	Observații
1	2	3	4	5	6	7	8
RFT-NARVA	235 200/56	110 ... 220	1 000	100	24 500	—	
	235 200/81	110 ... 220	1 000	100	21 000	—	
	236 709/56	110 ... 220	2 000	100	46 000	—	
	236 709/81	110 ... 220	2 000	100	42 600	—	
Tesla	Teslafot	120	500	100	5*)	—	

1) Prin eficacitate luminoasă sau randament al lămpii se înțelege fluxul luminos obținut pentru 1 W putere electrică consumată.

*) Cifra reprezintă numărul director corespunzător unei sensibilități de 20° DIN și timp de expunere 1/60 s.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.6 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
Tungsram	9 202	110 ... 130 220 ... 240	100	50	1 870 1 650	—	
	9 404	100 ... 125	200	25	4 430	—	
	704	110 ... 130 220 ... 230	500	100	11 200 9 950	—	
	710	100 ... 130 220 ... 240	500	50	—	3 200	
	707	110 ... 130 220 ... 230	1 000	100	20 000 23 000	—	
	752	100 ... 160 200 ... 260	2 000	100	47 000 42 900	—	
Philips	6 166 N	100 ... 130 200 ... 250	200	25	4 400 4 000	—	
	13 191 P	100 ... 160 200 ... 250	500	50	13 000 11 500	3 200	
	6 023 G	100 ... 160 200 ... 250	1 000	100	26 000 23 000	—	
	Photolita HM	100 ... 130 200 ... 250	500	6	—	—	Cu oglindă interioară
	Photolita S	100 ... 130 200 ... 250	250	3	—	—	Cu oglindă interioară
Berkey Colortran	B 8-32	230	800	80	—	3 200	Lămpi tubulare cu ciclu iodic
	B 5-32F	120	1 000	500	—	3 200	

de sensibilitate maximă a ochiului) cît şi în domeniul ultraviolet. Caracteristicile ei depind de presiunea vaporilor de mercur şi de tensiunea de lucru. Astfel, pe măsura creşterii presiunii, distribuţia spectrală a energiei radiate se modifică, de la spectrul tipic al mercurului, către o distribuţie aproape uniformă în domeniul ultraviolet, vizibil şi infraroşu apropiat. În figura 4.18 este indicată distribuţia spectrală a emisivităţii unei lămpi cu vapori de mercur la 130 bari, răcită cu apă. Lampa cu vapori de mercur constituie sursa principală pentru fotoînregistrări în ultraviolet.

Arcul electric obţinut cu electrozi de cărbune este o sursă de mare intensitate luminoasă. Emisivitatea spectrală tipică a unei asemenea surse este redată în figura 4.19. Eficacitatea luminoasă a arcului electric este de 45 ... ... 65 lm/W iar temperatura de culoare poate atinge valori de 5 500 ... 6 500 K.

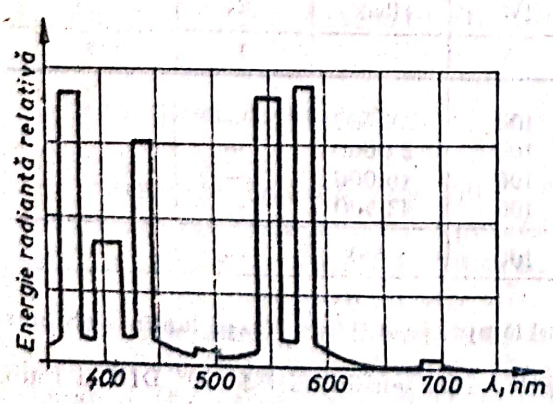


Fig. 4.18

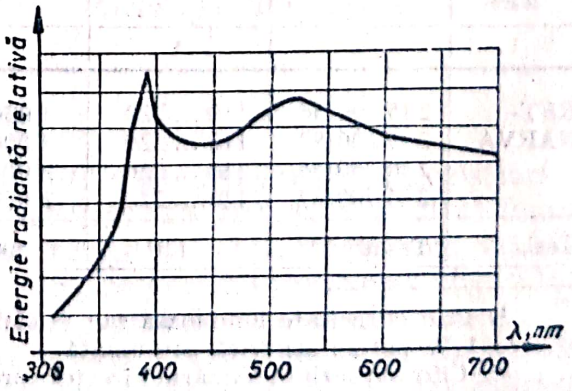


Fig. 4.19

Scanned with OKEN Scanner

Tubul fluorescent este de asemenea o sursă luminoasă eficientă (20 ... ... 50 lm/W) determinată de o descărcare electrică într-o atmosferă rarefiată de argon (cripton, xenon) şi vapori de mercur. Căptuşeală interioară de fosfor, a tubului, converteşte radiaţia ultravioletă a descărcării în radiaţie vizibilă. Tehnica actuală produce numeroase tipuri de tuburi fluorescente, care diferă prin natura căptuşelii tubului şi a gazului interior. Emisivitatea spectrală tipică a unei asemenea surse este indicată în figura 4.20. Datorită spectrului discontinuu, tubul fluorescent, nu este indicat pentru utilizare în cazul fotoînregistrărilor în culori.

O sursă luminoasă de o importanţă deosebită, pentru fotografie şi cinematografie rapidă, o constituie lampa cu iluminare intermitentă (lampă cu fulger electronic sau lampă stroboscopică). Funcţionarea acestei lămpi se caracterizează printr-un flux luminos foarte mare ($10 \ldots 3\,000 \cdot 10^6$ lm) pe o durată de timp foarte scurtă ($10 \ldots 1\,000$ μs). Ca urmare, lampa cu iluminare intermitentă se foloseşte în situaţiile în care se doreşte un timp de expunere extrem de scurt sau înregistrarea etapelor succesive în care se dezvoltă un anumit proces.

O asemenea lampă este formată dintr-un tub transparent de cuarţ, drept, arcuit, sau în spirală (pentru concentrarea locală a energiei luminoase), la extremităţile căruia se plasează doi electrozi: catodul şi anodul. În interiorul tubului se află un gaz rarefiat — de regulă Xenon — iar pe peretele exterior este plasat electrodul de comandă (fig. 4.21).

Între catod şi anod se aplică o tensiune care nu este capabilă singură să producă ionizarea gazului din tub. Ionizarea este stimulată de electrodul de comandă pe care se aplică, în acest scop, un impuls de înaltă tensiune[1]. În momentul în care s-a produs ionizarea, la trecerea curentului prin tub gazul devine luminos. Pentru ca această luminozitate să aibă o durată redusă, tensiunea aplicată între anod şi catod este preluată de la un condensator care, prin descărcarea rapidă pe rezistenţa internă redusă a lămpii în stare aprinsă, determină scăderea rapidă a tensiunii şi dezionizarea gazului din tub. Circuitul tipic de alimentare a unei asemenea lămpi este indicat în figura 4.22. Sursa de tensiune continuă poate fi o baterie de înaltă tensiune sau secundarul unui transformator prevăzut cu circuit de redresare. Rezistenţa R are rolul

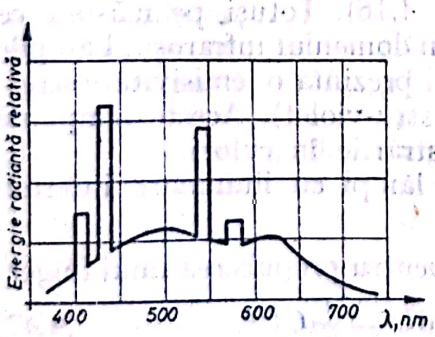


Fig. 4.20

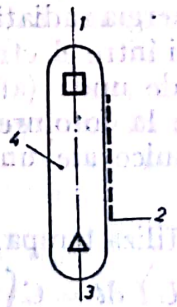


Fig. 4.21: *1* — catod; *2* — electrod de comandă; *3* — anod; *4* — gaz rarefiat.

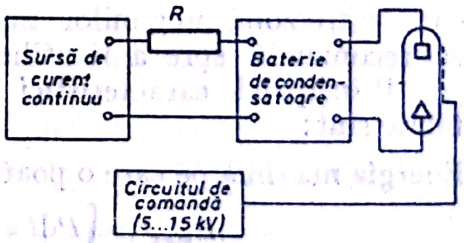


Fig. 4.22

[1]) În funcţie de valoarea tensiunii de vîrf a impulsului de comandă şi a energiei sale se disting 3 clase de utilizare: Clasa I (4 kV şi 3,2 m J), Clasa II (10 kV şi 20 m J) şi Clasa III (20 kV şi 0,12 J).

Scanned with OKEN Scanner

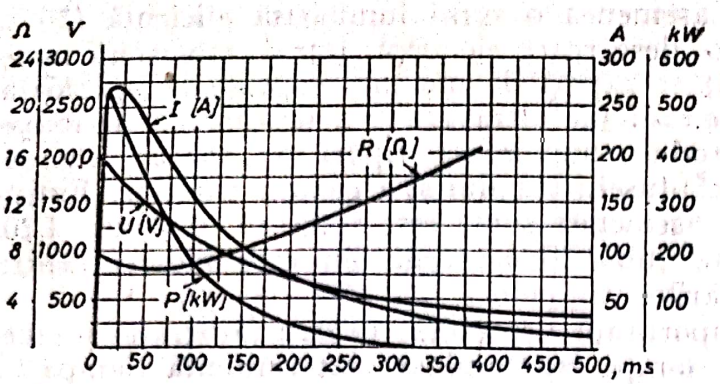


Fig. 4.23

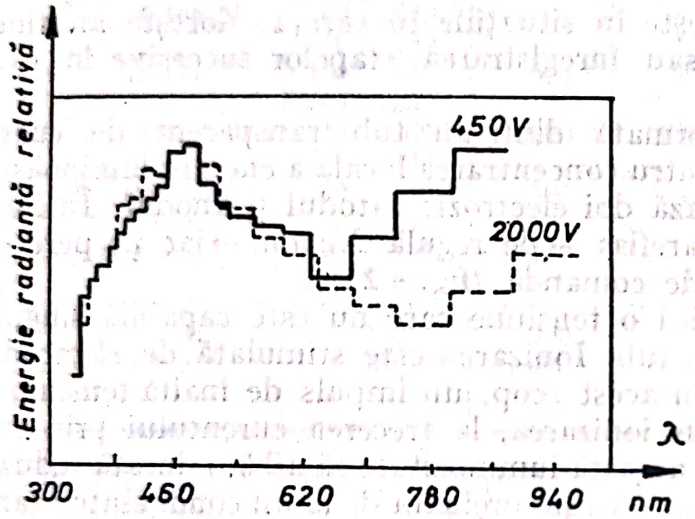


Fig. 4.24

de a controla timpul de încărcare a bateriei de condensatori și de a permite astfel stingerea lămpii după declanșarea unui fulger. Bateria de condensatori menține sub formă potențială energia necesară obținerii unui fulger.

Durata fulgerului depinde de mai mulți parametri, printre care cei mai importanți sînt: rezistența internă a lămpii (dependentă de distanța dintre electrozi), tensiunea de lucru, capacitatea bateriei de condensatori și caracteristica circuitului de descărcare. Atunci cînd se urmărește obținerea unui fulger de durată foarte mică se va alege o lampă cu electrozi apropiați, se va lucra cu o tensiune cît mai mare și cu o baterie de condensatori de capacitate cît mai redusă, conectată, cu fire scurte și groase, cît mai aproape de lampă. Caracteristicile tipice de lucru ale unei lămpi cu iluminare intermitentă sînt indicate în figura 4.23. Distribuția spectrală a emisivității este indicată, pentru două tensiuni de lucru diferite, în figura 4.24. Se observă că, pe o plajă mare de variație a tensiunii de lucru, emisivitatea, în domeniul spectrului vizibil, diferă foarte puțin și este, în același timp, foarte apropiată de cea a luminii solare (v. fig. 4.16). Totuși, pe măsură ce tensiunea de lucru scade, crește energia radiată în domeniul infraroșu. Lămpile prevăzute cu distanțe foarte mici între electrozi prezintă o emisivitate crescută către zona lungimilor mici de undă (albastru-violet). Aceste lămpi nu se recomandă spre a fi utilizate la fotoînregistrările în culori.

Principalele caracteristici tehnice ale unei lămpi cu iluminare intermitentă sînt:

Energia maximă pe care o poate utiliza lampa, pentru producerea unui fulger:

$$E_{max} = \int P\,dt = \int UI\,dt = C\int U\,dU = \frac{1}{2}CU^2. \qquad (4.47)$$

Depășirea acestei valori conduce la micșorarea durabilității lămpii sau chiar la distrugerea acesteia. În funcție de tipul constructiv, valoarea energiei maxime variază între 50 ... 50 000 W.s.

Puterea maximă, disipată de lampă, exprimată prin produsul dintre energia consumată pentru producerea unui fulger și frecvența de lucru:

$$P = Ef. \qquad (4.48)$$

Scanned with OKEN Scanner

Puterea maximă are, în general, două valori limită determinate de utilizarea sau neutilizarea răcirii forțate a lămpii. Valorile uzuale variază de la cîțiva waţi la peste 1 500 W în cazul răcirii forțate cu aer. Valoarea recomandată poate fi depășită dacă durata de funcționare este redusă în mod corespunzător (fig. 4.25).

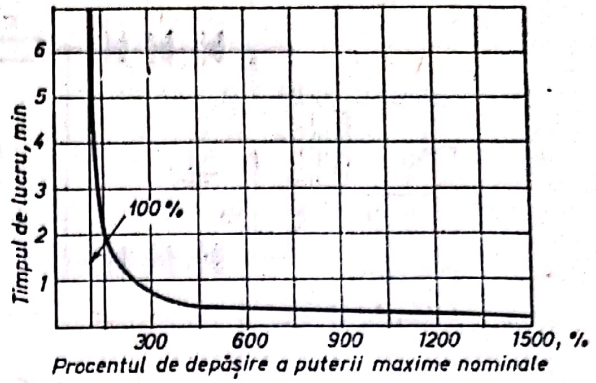


Fig. 4.25

Tensiunea maximă reprezintă valoarea maximă recomandată a tensiunii de lucru pentru o funcționare normală a lămpii. Ea variază între 100 şi 5 000 V.

Tensiunea minimă de pornire reprezintă valoarea minimă recomandată a tensiunii de lucru pentru o funcționare normală a lămpii.

Energia luminoasă reprezintă energia luminoasă totală a unui fulger exprimată în lumeni-secunde. Variază, în funcție de tipul constructiv între 4 000 ... 10^6 lm · s.

Randamentul lămpii exprimă valoarea raportului dintre energia luminoasă (lm · s) şi energia electrică aplicată (Ws). Are valori cuprinse între 20 şi 50 lm/W.

Caracteristica energie luminoasă-timp reprezintă variația fluxului luminos în timp. Această caracteristică depinde de parametrii circuitului de lucru. În figura 4.26 sînt reprezentate caracteristicile lămpii FT—623 (G.E.) pentru diverse valori ale elementelor circuitului de lucru.

Proiectarea circuitului de lucru al unei asemenea lămpi cu iluminare intermitentă pornește de la selectarea tipului de lampă pe baza energiei luminoase necesare fotoînregistrării. Cu datele din fișa tehnică a lămpii se stabilește tensiunea de lucru şi se calculează, cu relația (4.47), capacitatea bateriei de condensatoare: $C = 2E_{max}/U^2$. Dacă se pune problema unei utilizări stroboscopice, se verifică cu relația (4.48), puterea consumată de lampă. În cazul în care valoarea calculată depășește puterea maximă admisibilă, în condițiile specificate de figura 4.25, este necesar, fie să se reducă energia fulgerului, fie să se recurgă la alt tip de lampă. La dimensionarea transformatorului de alimentare se va ține seama că tensiunea continuă redresată este: $U_c = 1{,}41\ u_a$, unde u_a reprezintă valoarea eficace a tensiunii alternative iar tensiunea inversă maximă pe o diodă redresoare este: $2U_c/n = 2{,}8\ u_a/n$, unde cu n s-a notat numărul diodelor plasate în fiecare braț al redresorului. Valoarea maximă a curentului prin circuitul secundar al transformatorului de ali-

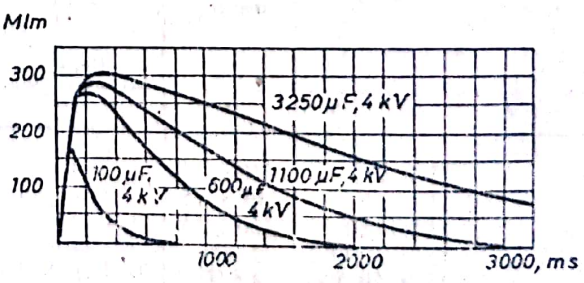


Fig. 4.26

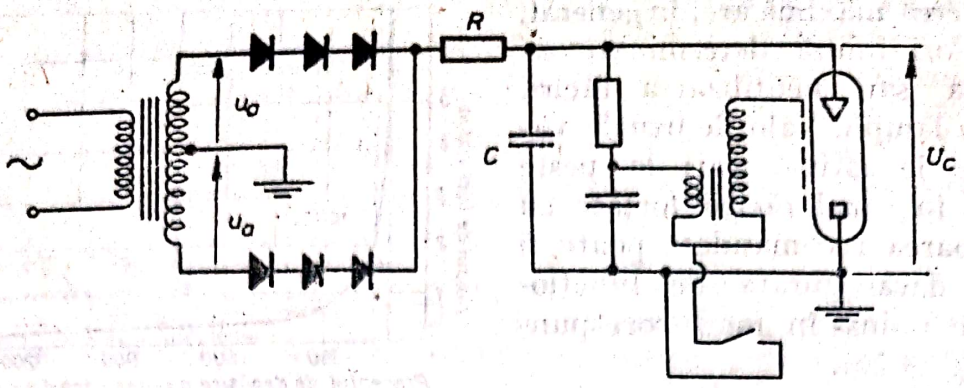


Fig. 4.27

mentare este: $i_{sec} = U_c\, Cf +$ alte necesităţi. Valoarea rezistenţei de încărcare R se stabileşte cu relaţia:

$$R = 1/(7\ Cf), \tag{4.49}$$

în cazul în care nu există circuit de filtrare sau cu relaţia:

$$R = 1/(5\ Cf), \tag{4.49'}$$

dacă redresorul este prevăzut cu circuit de filtrare. Impulsul de comandă se obţine, de regulă, prin descărcarea unui condensator prin înfăşurarea primară a unui transformator de comandă. Schema unui asemenea circuit este reprezentată în figura 4.27.

Această metodă de proiectare, simplificată, este valabilă pe un domeniu larg de frecvenţe. Trebuie ţinut seama însă, că erorile comise cresc odată cu creşterea frecvenţei de lucru; la frecvenţe ridicate se impune folosirea unui circuit de filtrare a tensiunii redresate iar la frecvenţe joase se poate folosi şi redresarea unei singure alternanţe.

În tabelul 4.7 sînt indicate cîteva tipuri constructive de lămpi cu iluminare intermitentă împreună cu principalele lor caracteristici.

Pentru a se folosi în mod judicios energia luminoasă produsă de sursă este necesar ca fluxul luminos să fie dirijat în mod corespunzător către

Tabelul 4.7

Lămpi cu iluminare intermitentă

Firma constructoare	Tipul lămpii	Tensiunea de alimentare	Cantiatea de lumină	Durata fulgerului	Durata minimă între două fulgere	Durata de funcţionare	Energia maximă
		[V]	[lm,s]	[μs]	[s]	nr. fulgere	[J]
1	2	3	4	5	6	7	8
—	IFK-20	130± 10	—	200(C=2500μF)	10	10 000	20
	IFK-50	200± 15	—	400(C=2500μF)	10	10 000	50
(U.R.S.S.)	IFK-120	300±20	—	1200(C=2500μF)	10	10 000	120
	IFP 1200-2	2 000	—	500	—	—	800
	IFP 20 000	4 650	—	1 500	—	—	20 000
	IFP 4 000	5 000	—	1 800	—	—	40 000

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 4.7 (continuare)

1	2	3	4	5	6	7	8
General Electric (S.U.A.)	FT 30	1 000	5 500	—	—	500 000	125
	FT 110	900	4400(C = =250μF)	250(C=250μF)	—	10 000	100
	FT 219	2 000	8110(C = = 100μF)	330(C= 100μF)	—	20 000	2 000
			16,5(C = = 1 μF)	33(C = 1 μF)		20 000	
	FT 617-40	4 000	1 200 000	—	—	25 000	24 000 răcire forțată cu aer
Braun (R.F.G.)	Hobby*)	—	34**)	1 000	9	—	—
	F 300	—					
	F 800*)	—	42**)	1 000	8	—	—
	Professional						
Rollei (R.F.G.)	Strobmatic*)	—	32**)	200...1000	9...12	—	—

*) Tipurile respective reprezintă instalații complete de fulger electronic pentru fotografie.
**) Cifra reprezintă numărul director pentru o sensibilitate de 18° DIN.

obiectul studiat. În acest scop se pot folosi oglinzi convergente plasate în mod convenabil în raport cu sursa luminoasă (fig. 4.28). Rezultă astfel corpuri complexe de iluminat cunoscute sub denumirea de reflectoare.

Dacă pe lîngă oglinzi se mai folosesc și lentile condensoare se obțin așa-numitele proiectoare, la care reglarea unghiului fasciculului luminos devine posibilă prin deplasarea lentilei condensoare în raport cu ansamblul sursă-oglindă (fig. 4.29).

Trebuie menționat faptul că, se realizează și surse de iluminare cu oglindă reflectoare incorporată în însăși construcția lămpii respective.

O sursă luminoasă care capătă utilizări din ce în ce mai numeroase în cercetarea experimentală o constituie *Laserul* [1].

Principiul de funcționare a laserului se bazează pe excitarea la rezonanță a unei anumite stări energetice a atomilor unui gaz (laser cu gaz)

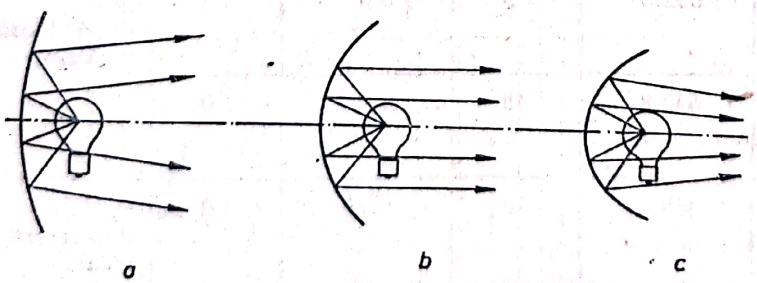


Fig. 4. 28

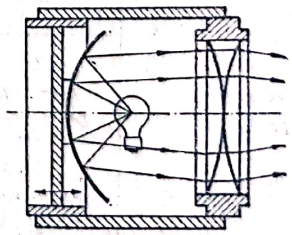


Fig. 4.29

[1]) Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation (amplificarea luminii prin emisia stimulată a radiației).

sau corp solid [1] (laser cu cristale), care vor tranzita pe un nivel energetic inferior emiţînd, în fază, energie luminoasă (fotoni). Pentru concentrarea energiei luminoase emise, cavitatea de rezonanţă a laserului constă din două oglinzi, plane sau sferice, între care se generează unde staţionare.

Fasciculul luminos emis are o intensitate foarte mare, este foarte îngust şi format din raze aproape paralele. Distribuţia intensităţii luminoase în secţiunea fasciculului este aproximativ Gaussiană pentru modul fundamental de oscilaţie (TEM_{00}) şi aproape uniformă pe întreaga secţiune în cazul utilizării oscilaţiei multimod. Diametrul fasciculului luminos este definit — de regulă — prin valoarea pe care o are la o distanţă — faţă de centru — la care intensitatea luminoasă a scăzut la $1/e^2$ din valoarea centrală. Valoarea tipică a unui diametru de fascicul laser este de 1 mm. Datorită folosirii extrem de eficiente a emisiei luminoase, un laser tarat la 2 ... 3 mW produce un fascicul luminos mai intens decît cel al unui proiector de 1 000 W. Divergenţa (abaterea de la paralelism) razelor fasciculului luminos al unui laser este de numai cîţiva miliradiani.

Un alt avantaj important al razei luminoase a laserului constă în coerenţa spaţială şi temporală a luminii emise. Aceasta se traduce printr-o dispersie extrem de mică a lungimilor de undă a radiaţiei emise. Lăţimea, în domeniul frecvenţelor, a liniei spectrale emise este mai redusă, cu un factor de cca 10^7 faţă de orice altă sursă convenţională de lumină. Datorită acestei proprietăţi laserul constituie o sursă de lumină ideală pentru măsurătorile interferometrice (holografice) [2]. Lungimea de undă a radiaţiei emise depinde de gazul utilizat în tubul de plasmă al laserului şi de lungimea cavităţii de rezonanţă a acestuia. În tabelul 4.8 sînt prezentate cîteva tipuri de lasere împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 4.8

Lasere cu gaz

Firma constructoare	Tipul laserului	Lungimea de undă a razei laser [nm]	Puterea emisă [mW]	Diametrul razei (la punctul $1/e^2$) [mm]	Divergenţa razei (miliradiani)	Stabilitatea de funcţionare
IFA (R.S.R.)	L.C. 750-3 Laser cu gaz (He-Ne)	632,8	2	—	—	—
Spectra Physics (S.U.A.)	120 Laser cu gaz (He-Ne)	632,8	5	0,81	1,1	±5% după 1 oră încălzire
	124 A Laser cu gaz (He-Ne)	632,8	15	1,1	1,0	
	162 Laser cu gaz (Argon)	488	10	0,65	1,0	±3% după 1 oră încălzire

[1] Bare de formă specială confecţionate din rubin, sticlă cu neodimium, cristale de ytrium-aluminium etc.

[2] Vezi § 6.5 şi § 14.1.1.1.

Scanned with OKEN Scanner

4.2.3. Filtre de lumină

Orice material „transparent" interpus între sursa de lumină şi materialul fotosensibil lasă să treacă, în mod selectiv, în funcţie de lungimea de undă, numai o fracţiune din energia radiată incidentă, constituind, în acest sens, un filtru de lumină.

Un filtru se caracterizează, fie prin funcţia sa de transmisie $T = F_1(\lambda)$, fie prin funcţia sa de absorbţie $D = F_2(\lambda)$; în acest ultim caz parametrul D defineşte densitatea optică a filtrului. Pe baza acestor funcţii se trasează curbele care precizează, fie banda de transmisie, fie banda de absorbţie a filtrului (cele două curbe sînt complementare).

Orice fereastră transparentă interpusă între fenomenul studiat şi aparatura de fotoînregistrare poate constitui, uneori, un filtru nedorit. În scopul evitării acestei situaţii este necesar să se cunoască, de pildă, funcţia de transmisie a materialului ferestrei utilizate. În figura 4.30 sînt indicate curbele de transmisie pentru o serie de materiale transparente care servesc la confecţionarea ferestrelor de vizualizare.

În afara acestor situaţii, se utilizează uneori, în mod voit, filtre de lumină. Filtrele se împart în mai multe categorii, în funcţie de rolul pe care îl îndeplinesc: *filtre de corecţie*, care apropie sensibilitatea spectrală a materialului fotografic de cea a ochiului; *filtre de compensare*, care convertesc lumina produsă de o anumită sursă în lumină caracteristică altei surse; *filtre de selecţie*, care realizează separarea netă a diverselor culori din spectru; *filtre de polarizare*, care elimină strălucirile de pe suprafeţele reflectante; *filtre neutre*, care reduc luminanţa fără a altera caracteristicile spectrale; *filtre de laborator*, care folosesc la copierea negativelor.

Filtrele se pot plasa fie la sursă fie la obiectiv. Amplasarea la sursă permite iluminarea concomitentă cu mai multe culori şi evită distorsionarea imaginii.

Din punct de vedere constructiv, filtrele pot fi: *lichide*, confecţionate la dorinţă şi permiţînd controlul culorii şi al transparenţei în limite largi; *îmbibate*, realizate prin lipirea între două plăci de sticlă a unei foi de celofan îmbibate într-o soluţie colorată; *de sticlă*, special confecţionate prin adăugarea culorii în sticla topită la fabricarea filtrului.

Filtrele de sticlă se folosesc atît la obiectiv cît şi la sursă, cele lichide se folosesc numai la sursă, datorită dimensiunilor lor mari, iar cele îmbibate

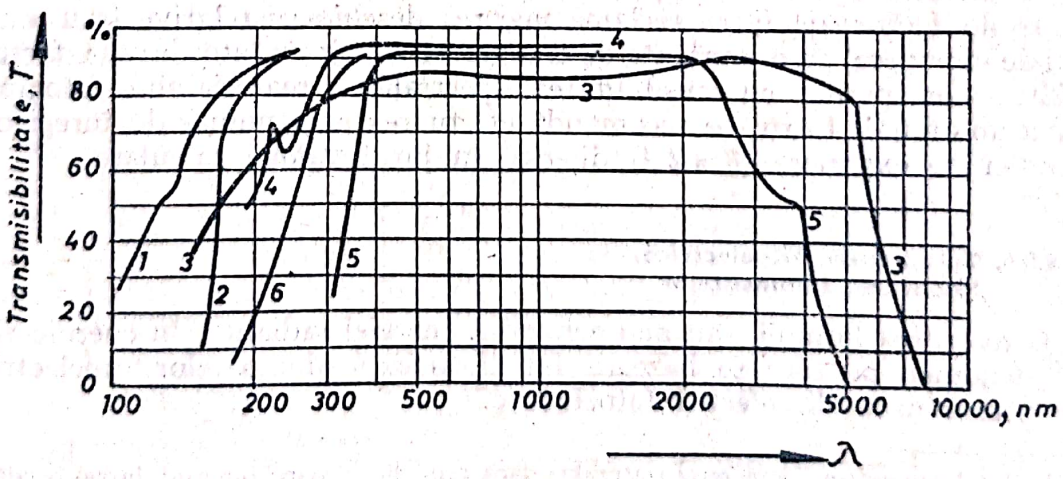


Fig. 4.30

1 — florură de litiu; *2* — suprasil; *3* — safir; *4* — cuarţ; *5* — sticlă calcaroasă; *6* — corning 9741.

se folosesc numai la obiectiv deoarece ele sînt decolorate de acțiunea puternică a luminii.

În cercetarea experimentală se folosesc cu precădere filtrele de selecție, în scopul îmbunătățirii definiției imaginii atunci cînd culoarea nu este o problemă esențială.

O culoare se caracterizează prin: *cromaticitate* (lungimea de undă dominantă, *puritate* sau *saturație* [1] și *luminanță*. Redarea culorilor în fotoînregistrările alb-negru este prezentată în tabelul 4.9.

Tabelul 4.9

Modificarea nuanței de redare a culorilor în fotografia alb-negru prin folosirea filtrelor

Culoarea	Redarea culorii		
	Fără filtru	Cu filtru	
		De aceeași culoare	De culoare complementară
Pură saturată	Cenușiu	Alb	Negru
Pură deschisă	Alb	Alb	Cenușiu deschis
Pură închisă	Cenușiu închis	Cenușiu	Negru
Spălăcită	Cenușiu	Cenușiu	Cenușiu închis

În consecință, dacă obiectul are culori cuprinse între alb și culoarea pură pentru accentuarea contrastului se recomandă folosirea filtrelor de culoare complementară; [2] dacă însă culorile sînt cuprinse între culoarea pură și negru, se recomandă, pentru deschiderea nuanțelor, folosirea filtrelor de aceeași culoare; dacă sînt prezente culori deschise și închise, în egală măsură, se recomandă utilizarea unui filtru de culoare intermediară.

Pentru separarea a două zone de cromaticitate apropiată, se lucrează cu filtru cu bandă de transmisie îngustă și cu o sursă de iluminare cu emisivitate discontinuă, care să posede o bandă de emisie puternică, corespunzătoare benzii de trecere a filtrului. Folosirea filtrelor cu bandă de transmisie îngustă se recomandă, pentru evitarea aberațiilor cromatice, ori de cîte ori se folosește o optică complexă.

Cînd se lucrează cu filtru, se reduce lumina care ajunge la materialul fotosensibil. Din această cauză, la folosirea filtrelor trebuie mărită deschiderea relativă a obiectivului sau timpul de expunere. Pentru filtrele fabricate de firmele specializate, acestea precizează factorul de filtru. Fiecare unitate de factor de filtru reclamă mărirea deschiderii relative (sau a timpului de expunere) cu o jumătate de treaptă. Întrucît nu întotdeauna factorul de filtru corespunde cu sensibilitatea spectrală a materialului fotografic, pentru un anumit filtru, se recomandă efectuarea unui număr de înregistrări cu indici de expunere (§ 4.2.4) diferiți, în jurul valorii calculate.

4.2.4. Traductoare fotoelectrice. Măsurarea luminanțelor

Convertirea luminii, sau mai general a energiei radiante, în energie electrică, fenomen pe care se bazează funcționarea traductoarelor fotoelectrice, este determinată de efectul fotoelectric.

---

[1] O culoare se consideră pură (saturată) dacă reflectă aproape integral, într-o bandă de 30 ... 40 nm.

[2] Vezi § 4.4.2.

Scanned with OKEN Scanner

Absorbind energie radiantă, un electron poate părăsi suprafaţa unui material fotoemisiv avînd o energie cinetică maximă:

$$E = \frac{mv^2}{2} = hf - \Psi \tag{4.50}$$

Conform acestei relaţii, se observă că energia cinetică maximă este proporţională cu cuanta de energie luminoasă hf ($h = 6{,}63 \times 10^{-34}$ J · s, constanta lui Planck), mai puţin energia Ψ (funcţia de lucru) ce trebuie imprimată fotoelectronului pentru a-i permite să părăsească suprafaţa materialului fotoemisiv.

În cazul metalelor, orbitele electronice periferice ale atomilor se suprapun reciproc creînd o bandă continuă de niveluri energetice posibile. Nivelul cel mai periferic, pentru care atracţia nucleului devine practic nulă, poartă denumirea de nivel Fermi.

Dacă energia comunicată unui electron este cea exact suficientă pentru a-l aduce pe nivelul Fermi, ecuaţia (4.50) devine:

$$\Psi = hf_0, \tag{4.51}$$

unde f_0 reprezintă pragul limită al frecvenţei excitante, iar lungimea de undă maximă a radiaţiei incidente care poate produce efect fotoelectric va fi:

$$\lambda_0 = c/f_0, \tag{4.52}$$

unde c reprezintă viteza luminii.

Se observă că răspunsul suprafeţei metalice fotoemisive, în funcţie de lungimea de undă a radiaţiei incidente, este o funcţie complexă caracterizată printr-un prag de declanşare şi un maximum, pentru o valoare bine precizată a lungimii de undă λ. În figura 4.31 este reprezentat răspunsul spectral al principalelor materiale metalice (metale alcaline) fotoemisive.

În realizarea suprafeţelor fotoemisive se întrebuinţează tot mai mult, în ultima vreme, materialele semiconductoare. În cazul unui semiconductor, ultimul nivel în care se găsesc electroni este nivelul energetic, aşa-zis, de valenţă. După acest nivel urmează o zonă interzisă dincolo de care există din nou niveluri energetice posibile, denumite niveluri de conducţie (fig. 4.32). La temperaturi obişnuite aceste nivele conţin un număr extrem de redus de electroni.

Dacă energia radiantă este suficientă pentru a deplasa electroni din stratul de valenţă în banda de conducţie, materialul devine bun conducător de electricitate dar, fotoelectronii nu vor fi emişi atîta timp cît energia radiantă nu va depăşi valoarea $E_g + E_a$ (fig. 4.32).

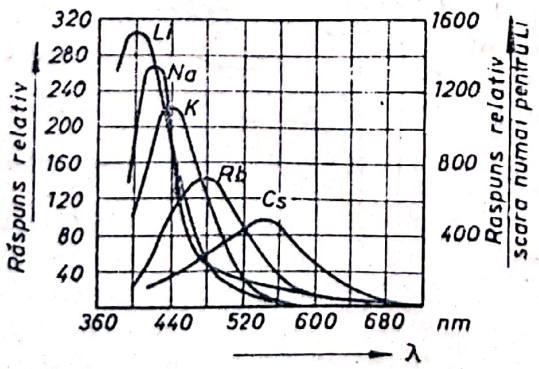


Fig 4.31

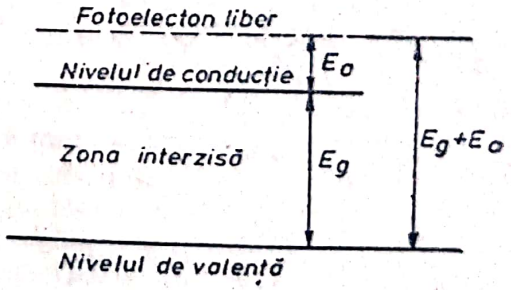


Fig. 4.32

Avantajul utilizării semiconductoarelor ca suprafețe fotoemisive constă în randamentul mare al acestor materiale în procesul de emisie (pînă la 30% față de 0,1% pentru metale). Aceasta se datorește probabilității mult mai reduse ca electronul excitat să piardă energie prin ciocniri repetate cu alți electroni, înainte ca el să fie în măsură să părăsească suprafața materialului.

Principalele tipuri constructive de traductoare fotoelectrice sînt fotodioda cu vid, fotodioda cu gaz, fotomultiplicatorul și celula fotoelectrică cu semiconductoare.

Fotodioda cu vid are o construcție similară tuburilor electronice. Catodul, acoperit cu material fotosensibil, are de obicei o formă cilindrică, anodul fiind realizat sub forma unei bare plasate în axul cilindrului. Dimensiunile anodului sînt mici pentru a nu obtura fluxul radiant incident pe catod, dar suficient de mari pentru a putea capta electronii emiși de catod. Între dimensiunile anodului și potențialul său există o relație bine precizată; de regulă, pentru o funcționare corectă a fotodiodei, este necesară o tensiune de anod de cca 250 V.

Răspunsul spectral depinde de materialul utilizat pentru acoperirea catodului și de proprietățile de transparență spectrală a sticlei din care este confecționat tubul. În figura 4.33 sînt reprezentate cîteva curbe caracteristice ale răspunsului spectral pentru fotodiode cu vid.

Caracteristica tipică a unui asemenea traductor este reprezentată în figura 4.34. Se observă că, pe măsura creșterii tensiunii anodice, crește și curentul prin tub; zona de lucru marcată cu „l" avînd o pantă de cca 5%. La creșterea tensiunii anodice se remarcă și o intensificare a fenomenului, în special în zona lungimilor mari de undă; deci, o fotodiodă cu vid lucrînd cu tensiuni mari de anod este mai sensibilă în domeniul infraroșu.

Dependența între fluxul luminos incident și curentul prin tub este perfect liniară (fig. 4.35), ceea ce face ca acest tip de traductor să fie curent folosit în măsurările standard de intensitate luminoasă. Două efecte pot afecta liniaritatea: oboseala și sarcina spațială. Cînd se lucrează cu niveluri ridicate de energie radiantă tubul poate suferi oboseli temporare sau definitive, care îl scot din serviciu. Deoarece oboseala este determinată atît de timp cît și de curentul prin tub, un asemenea traductor poate fi folosit, în mod nepericulos, la niveluri de energie radiantă ridicate, în lumină pulsantă.

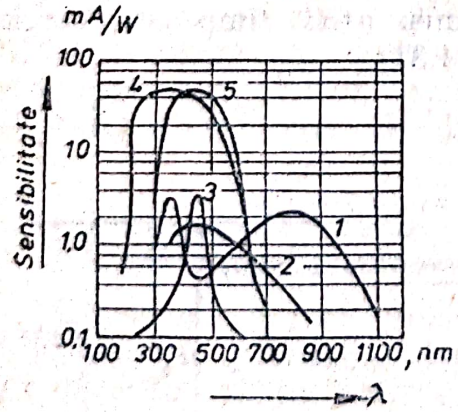


Fig. 4.33:
1 — argint-oxigen-cesiu; *2* — argint-oxigen-rubidiu; *3* — (K) — KH — K; *4* — aliaj cesiu-antimoniu; *5* — aliaj cesiu-antimoniu în tub de Corning 9741.

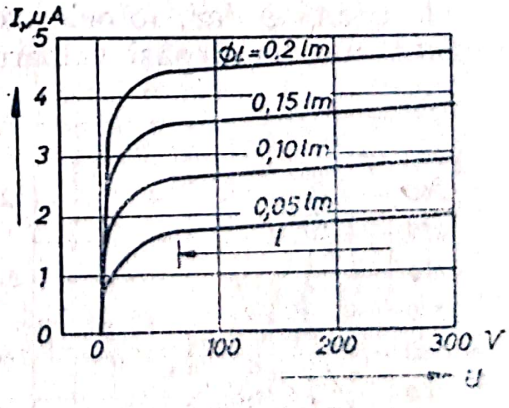


Fig. 4.34

Scanned with OKEN Scanner

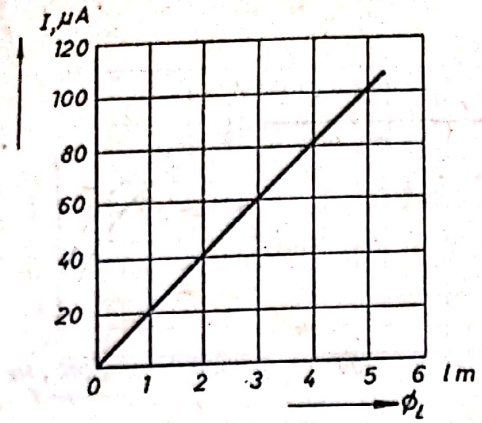


Fig. 4.35

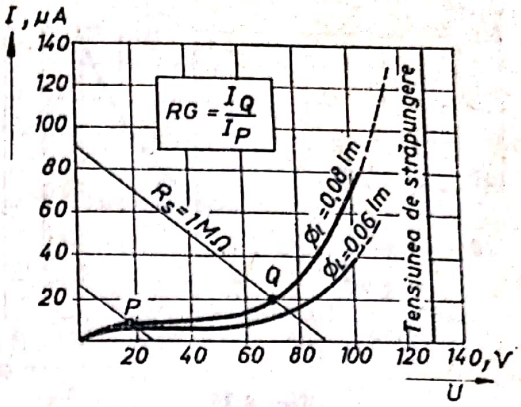


Fig. 4.36

Răspunsul în domeniul frecvenţelor, al fotodiodelor cu vid, este excelent, fapt care permite utilizarea lor la frecvenţe de lucru foarte ridicate (fig. 4.36).

Zgomotele aferente funcţionării fotodiodei cu vid sînt foarte reduse. Curentul de întuneric este foarte mic şi nu afectează precizia măsurărilor, care, la intensităţi luminoase reduse, este influenţată mai mult de zgomotul termic. O îmbunătăţire a preciziei de lucru, la intensităţi luminoase reduse, poate fi obţinută — în anumite limite — prin mărirea valorii rezistenţei de sarcină a fotodiodei.

Fotodioda cu gaz are o construcţie similară cu cea a fotodiodei cu vid, cu deosebirea că, în interiorul tubului, înainte de închidere, se introduce un gaz inert la o presiune de cca 0,1 mm col.Hg.

Ciocnirea dintre fotoelectronii emişi şi moleculele de gaz produce ionizarea acestora şi deci, amplificarea curentului prin tub. Efectul de ionizare este accentuat de creşterea tensiunii anodice. Astfel, se obţin în mod curent factori de amplificare de ordinul 5 ... 10.

Caracteristica tipică a unei fotodiode cu gaz este reprezentată în figura 4.36. Tensiunea anodică uzuală este de 90 V. Raportul dintre curenţii corespunzători punctelor de intersecţie între caracteristica tubului şi liniile de sarcină pentru tensiunile anodice de 90 V şi 25 V şi o rezistenţă de sarcină de 1 MΩ definesc aşa-numitul raport de gaz (R.G.) al tubului. La o tensiune anodică suficient de îndepărtată de 90 V se produce străpungerea tubului, adică apariţia unui curent necontrolat datorită cîmpului electric interior care determină autoionizarea gazului din tub.

Dependenţa dintre fluxul luminos incident şi curentul prin tub este neliniară (fig. 4.37) pentru fotodioda cu gaz. Aceasta se datoreşte vitezei mai mici cu care ionii se deplasează în cîmpul dintre anod şi catod, determinînd o aglomerare a lor în vecinătatea catodului şi, în consecinţă, distorsionarea cîmpului electric.

O altă consecinţă a inerţiei mai mari a ionilor, în raport cu electronii din tubul cu vid, o constituie răspunsul în domeniul frecvenţelor al fotodiodei cu gaz (fig. 4.38), care este net inferior celui corespunzător fotodiodei cu vid. Ca urmare, frecvenţa de lucru a acestor traductori este mai redusă (fig. 4.46).

Zgomotele aferente funcţionării fotodiodelor cu gaz sînt similare celor corespunzătoare fotodiodelor cu vid. Zgomotul suplimentar, datorit fenomenului de ionizare, este mic astfel că, în ansamblu, zgomotul acestui tra-

Scanned with OKEN Scanner

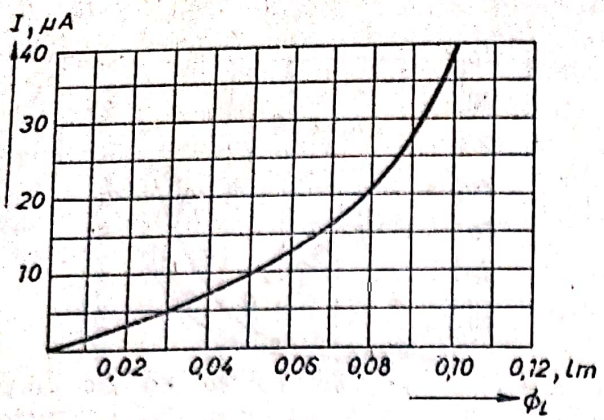


Fig. 4.37

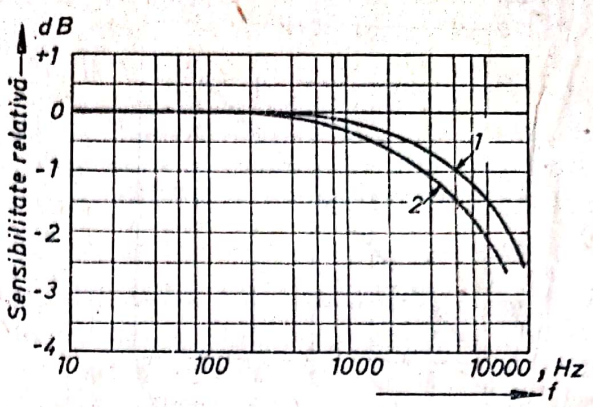


Fig. 4.38:
1 — Fotodiodă cu catod de Ag—O—Cs; *2* — Fotodiodă cu catod de Cs—Sb.

ductor corespunde cu acela al unei fotodiode cu vid urmată de un amplificator avînd același factor de amplificare ca și tubul cu gaz, dar care este complet lipsit de zgomote.

Fotomultiplicatorul este constituit dintr-un catod fotoemisiv, astfel construit și plasat încît fotoelectronii sînt dirijați către o a doua suprafață emisivă: dynodul. Ciocnind această suprafață, un electron incident poate produce prin emisie secundară pînă la 3 alți electroni, care sînt apoi focalizați către un al doilea dynod și așa mai departe; ultimul dynod este urmat de anodul care culege electronii rezultați. Un tub fotomultiplicator poate fi prevăzut cu 6 pînă la 13 dynozi și mai poate conține și alți electrozi meniți să focalizeze fasciculul de electroni, să reducă efectele de sarcină spațială și să accelereze electronii pentru a reduce timpul de răspuns al traductorului. Fotomultiplicatorul este prevăzut să realizeze factori de amplificare de pînă la 10^6, devenind un aparat detector, foarte important, pentru intensități luminoase foarte reduse. În figura 4.39 este reprezentată schematic structura internă a unui tub fotomultiplicator de tip liniar.

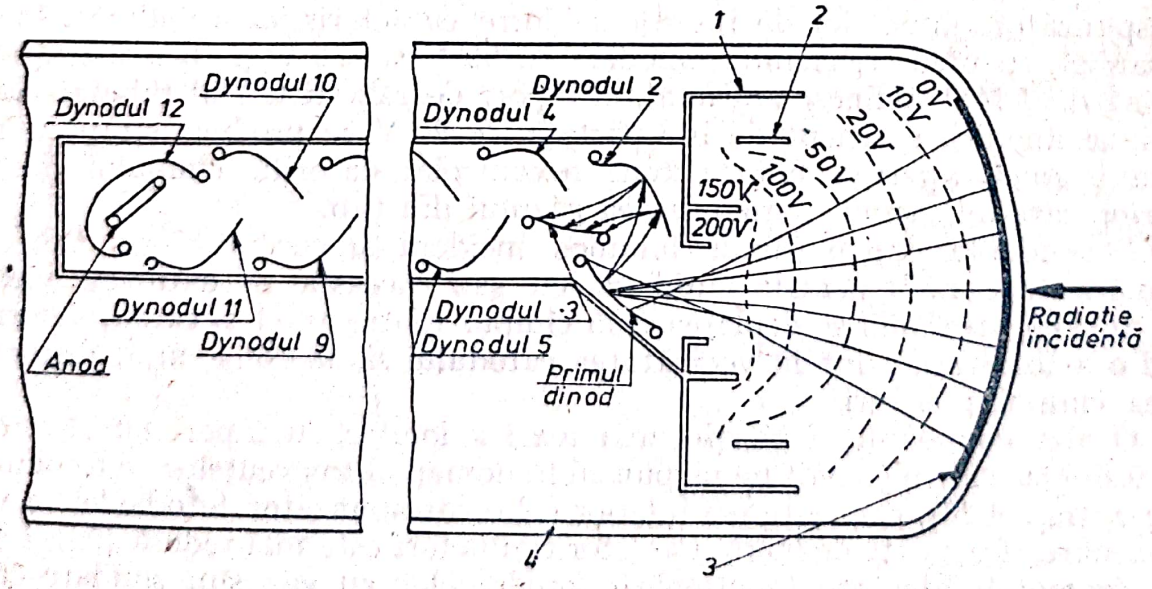


Fig. 4.39;
1 — electrod de focalizare; *2* — inel de focalizare (la potențialul catodului); *3* — fotocatod semitransparent; *4* — tub de sticlă.

Scanned with OKEN Scanner

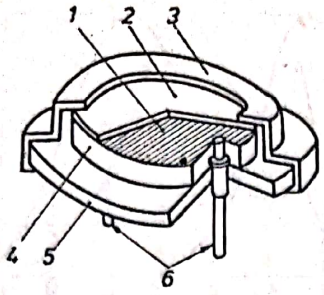


Fig. 4.40:
1 — strat fotoconductiv cu CdS; *2* — fereastră de sticlă; *3* — ramă metalică; *4* — suport ceramic; *5* — placă izolatoare; *6* — picioruşe de conectare.

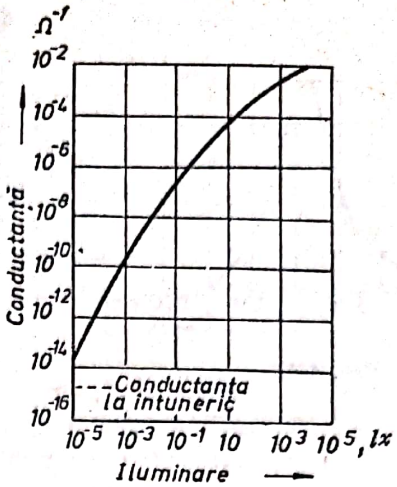


Fig. 4.41

Celulele fotoelectrice cu semiconductoare (fotodiode cu semiconductoare) sînt de două tipuri: fotoconductive şi fotoemisive. Cele mai utilizate, în tehnica experimentală modernă, sînt celule fotoconductive.

În figura 4.40 este reprezentată construcţia unei celule fotoconductive cu sulfură de cadmiu (CdS).

Introdusă într-un circuit electric, ea se comportă ca o rezistenţă ohmică a cărei conductanţă variază cu iluminarea (fig. 4.41).

Datorită prezenţei centrilor de captare din zona interzisă (groapa de energie) a CdS, răspunsul în timp al celulei nu este instantaneu. Rapiditatea de răspuns a celulei se apreciază prin constanta ei de timp, care reprezintă timpul necesar pentru a se atinge 63,2% din valoarea maximă a conductanţei la o iluminare dată. Valorile tipice ale acestui parametru sînt zecile de ms. Sensibilitatea spectrală a fotocelulei cu CdS este indicată în figura 4.42.

După o expunere îndelungată la lumină celula devine mai puţin sensibilă şi mai rapidă. În urma depozitării în întuneric, o perioadă de timp, celula revine la performanţele iniţiale. Sensibilitatea fotocelulelor cu CdS scade odată cu creşterea temperaturii.

Celula fotoconductivă cu germaniu constituie o soluţie intermediară între celula cu CdS şi fotodioda cu vid. Se caracterizează printr-un curent de întuneric mai mic de 35 μA iar variaţia curentului cu iluminarea este aproximativ liniară. Rapiditatea de răspuns este foarte bună (constanta de timp < 10 μs) iar sensibilitatea spectrală se extinde mult în domeniul infraroşu (fig. 4.43).

Celulele fotoelectrice de joncţiune se confecţionează din materiale semiconductoare (Si sau Ge) şi formează dispozitive cu caracteristici neliniare (fig. 4.44).

În aplicaţii fotoconductive celula este conectată în sens invers în circuitul electric iar căderea de tensiune se măsoară pe o rezistenţă de sarcină (fig 4.45). În aplicaţii fotoemisive celula este utilizată la convertirea directă a energiei radiante în energie electrică.

Scanned with OKEN Scanner

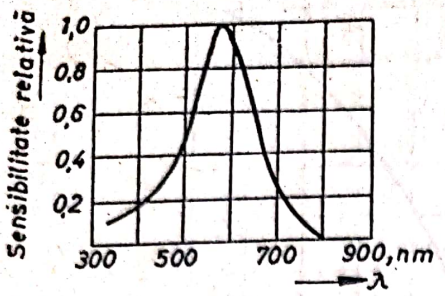


Fig. 4.42

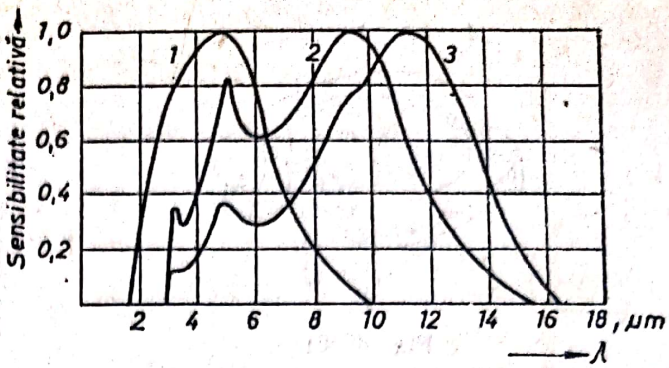


Fig. 4.43:
1 — Aur — Germaniu; *2* — Aur — Germaniu — Siliciu; *3* — Zinc — Germaniu — Siliciu.

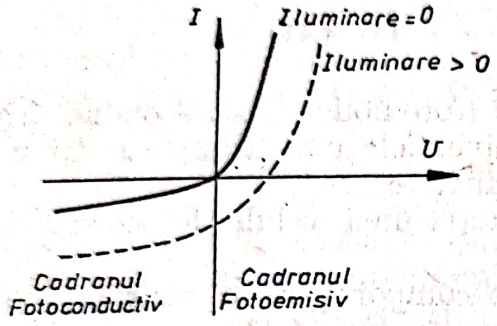


Fig. 4.44

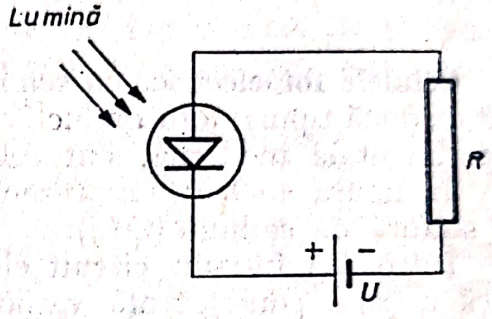


Fig. 4.45

Domeniile de aplicație, sub aspectul fluxului luminos incident și a frecvenței de lucru sînt sintetizate în figura 4.46.

Exponometrul fotografic este constituit dintr-un traductor de radiație cuplat cu un calculator. Traductorul de radiație este o celulă fotoelectrică cu seleniu (exponometre de fabricație mai veche) sau cu CdS (exponometre moderne). Aceste două tipuri de celule au curbele de sensibilitate spectrală cele mai apropiate de cea a ochiului omenesc.

Traductorul emite un semnal proporțional cu fluxul luminos incident iar calculatorul prelucrează acest semnal pentru a furniza indicația, direct în valoarea indicelui de expunere sau, în cuplul de valori posibile: timp de expunere și deschidere relativă a diafragmei.

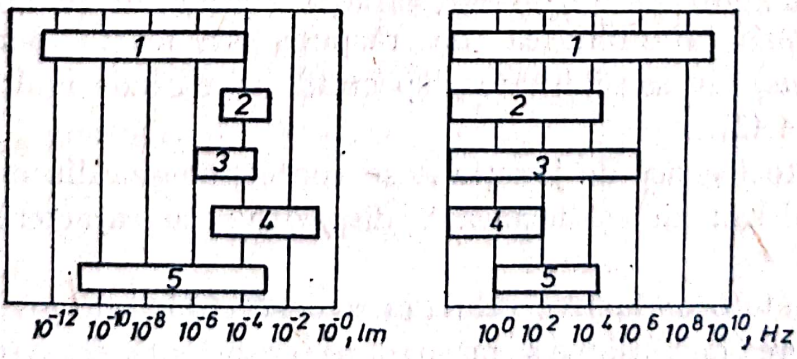


Fig. 4.46:
1 — tuburi fotomultiplicatoare; *2* — fotodiode cu gaz; *3* — fotodiode cu vid; *4* — fotocelule cu CdS; *5* — fotocelule de joncțiune

Scanned with OKEN Scanner

Timpul de expunere este o funcție de două variabile: sensibilitatea materialului fotografic și deschiderea relativă a diafragmei. Pentru înglobarea acestor doi factori într-o singură variabilă se introduce noțiunea de *indice de expunere*. Acesta reprezintă cantitatea de lumină disponibilă la efectuarea fotoînregistrării, cantitate ce este proporțională cu raportul dintre timpul de expunere și pătratul deschiderii relative (t/i^2). În tabelul 4.10 se prezintă modul în care se definesc valorile indicelui de diafragmă și cele ale timpilor de expunere. Astfel, pentru un cuplu de valori: timp de expunere — deschidere relativă, indicele de expunere reprezintă suma valorilor corespunzătoare indicelui de timp de expunere și a celui de diafragmă, în conformitate cu datele din tabelul 4.10.

Tabelul 4.10

Definirea indicilor de diafragmă și de timp de expunere

Scara standard a deschiderilor relative	i	1	1,4	2	2,8	4	5,6	8	11	16	22	32
Inversul pătratului deschiderii relative	$1/i^2$	2^0	2^{-1}	2^{-2}	2^{-3}	2^{-4}	2^{-5}	2^{-6}	2^{-7}	2^{-8}	2^{-9}	2^{-10}
Indicele de diafragmă	I_i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Scara standard a timpilor de expunere	t_{ex}	$\frac{1}{1000}$	$\frac{1}{500}$	$\frac{1}{250}$	$\frac{1}{125}$	$\frac{1}{60}$	$\frac{1}{30}$	$\frac{1}{15}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{2}$	1
Scara corectată a timpilor de expunere	t^c_{ex}	2^{-10}	2^{-9}	2^{-8}	2^{-7}	2^{-6}	2^{-5}	2^{-4}	2^{-3}	2^{-2}	2^{-1}	2^0
Indicele timpul de expunere	I_t	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0

După determinarea, cu ajutorul exponometrului, a indicelui de expunere, indicele de diafragmă și timpul de expunere se determină în baza următoarelor reguli:

— la subiecte în mișcare se stabilește timpul de expunere necesar imobilizării mișcării pe poză și se determină apoi deschiderea relativă a obiectivului;

— la subiecte statice se stabilește deschiderea relativă, necesară obținerii profunzimii dorite a cîmpului de claritate și se determină apoi timpul de expunere.

Spre exemplu, s-a determinat indicele de expunere $F = 13$. Subiectul este în mișcare și reclamă un timp de expunere $t = 1/250$ s ($I_t = 8$). Indicele de diafragmă rezultă prin diferență: $I_i = 13 - 8 = 5$, iar din tabelul 4.10 se determină valoarea corespunzătoare a deschiderii relative: $i = 5{,}6$.

În cazuri complexe, în care calculele exponometrice sînt complicate sau, pur și simplu, nu se dispune de un exponometru corespunzător, se fac o serie de încercări, cu valori diferite ale indicelui de expunere și din înregistrările realizate se reține cea mai bună, notîndu-se totodată rezultatul, pentru a avea în viitor informații în privința unor situații asemănătoare.

Scanned with OKEN Scanner

4.3.1. Obturatoare

Obturatorul are rolul de a controla timpul de expunere, pe durata căruia imaginea este menținută pe suprafața sensibilă a materialului fotografic. În fotografia experimentală se utilizează două tipuri de obturatoare:

— obturatorul central, montat în interiorul obiectivului;

— obturatorul cu perdea, montat în fața materialului fotosensibil.

Obturatorul central este constituit din mai multe lamele suprapuse, articulate în jurul unor axe situate pe un cerc comun și comandate de un inel cu bolțuri care pătrund în fantele identice, practicate în fiecare lamelă (fig. 4.47). Prin rotirea inelului de comandă lamelele se deplasează deschizînd cîmpul optic și rămîn în poziția corespunzătoare deschiderii complete pînă cînd inelul se rotește în sens invers. Rotirea și blocarea inelului este comandată de către un mecanism de ceasornic.

Variația, în timp, a suprafeței libere a obiectivului este reprezentată în figura 4.48.

Definind randamentul obturatorului ca raport între timpul secțiune util și cel ideal,

$$\eta_{obt} = \frac{Aria_{OABC}}{Aria_{OAC'C}}, \tag{4.53}$$

energia luminoasă H_L care revine materialului fotosensibil va fi:

$$H_L = I_L \int_0^{t_{ex}} S(t)\,dt = \eta_{obt} I_L S_{max} t_{ex} = I_L S_{max} t_{ef} \tag{4.54}$$

astfel încît, timpul efectiv de expunere este:

$$t_{ef} = \eta_{obt} t_{ex}. \tag{4.55}$$

Pentru obturatoarele centrale se realizează randamente $\eta_{obt} = 60 \ldots 80\%$ și timpi minimi de expunere $t_{ex} = 1/300 \ldots 1/500$ s.

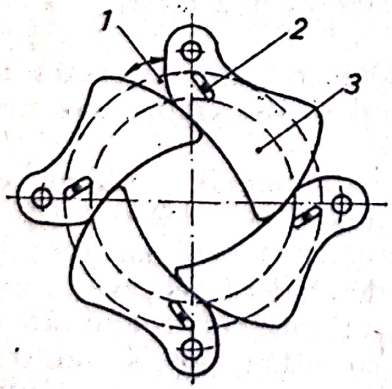


Fig. 4.47;
1 — inel de comandă; *2* — bolț;
3 — lamelă obturatoare.

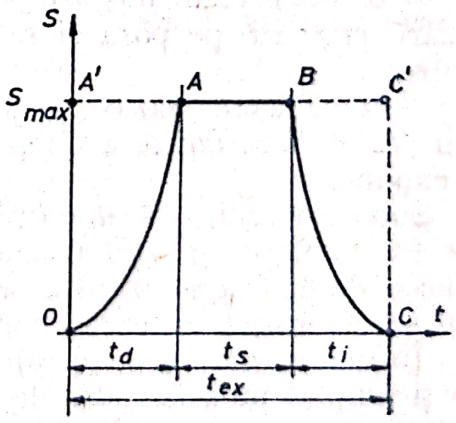


Fig. 4.48.

Scanned with OKEN Scanner

Obturatorul perdea * este format din două benzi confecționate din material flexibil care se înfășoară pe două role distincte (fig. 4.49). Se pune în mișcare, mai întîi, rola *1* începînd astfel iluminarea materialului fotosensibil. După o perioadă de timp, proporțională cu timpul de expunere, se pune în mișcare și rola 2 realizîndu-se astfel o fantă, de lățime „*b*", care se deplasează prin fața materialului fotosensibil expunînd în mod succesiv porțiuni ale imaginii.

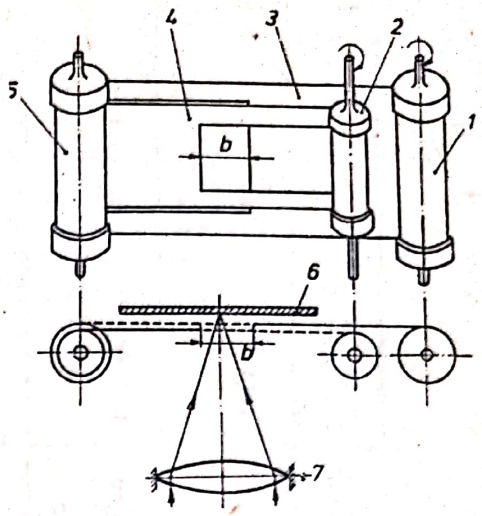


Fig. 4.49:
1 — rolă motoare nr. 1; *2* — rolă motoare nr. 2; *3* — perdea de deschidere; *4* — perdea de închidere; *5* — rolă de frînare; *6* — material fotosensibl; *7* — obiectiv.

Randamentele obturatoarelor perdea sînt: $\eta_{obt} = 95 \ldots 97\%$, iar timpii minimi de expunere: $t_{ex} = 1/1000 \ldots 1/2000$ s.

Dezavantajul modului de expunere succesivă a imaginii constă în deformarea acesteia în special la viteze mari de deplasare a obiectului (fig. 4.50). Cunoașterea acestui efect poate fi folosită la măsurarea vitezelor de deplasare prin măsurarea deformațiilor rezultate în înregistrarea fotografică (fig. 4.51). În acest scop este necesar să se cunoască viteza de deplasare a perdelei, care se determină declanșînd obturatorul, cu frînare, pentru un timp de expunere t_{ex} cunoscut și măsurînd lățimea fantei „*b*":

$$w_{obt} = \frac{b}{t_{ex}} \tag{4.56}$$

Un mare avantaj al utilizării obturatorului perdea îl constituie plasarea acestuia în fața materialului fotosensibil. Astfel devine posibilă, la aparatele fotografice moderne, vizarea și punerea la punct a imaginii direct prin obiectivul aparatului, cu ajutorul unei oglinzi care este rabătută în momentul declanșării obturatorului.

În tabelul 4.11 sînt prezentate cîteva aparate fotografice împreună cu principalele lor caracteristici.

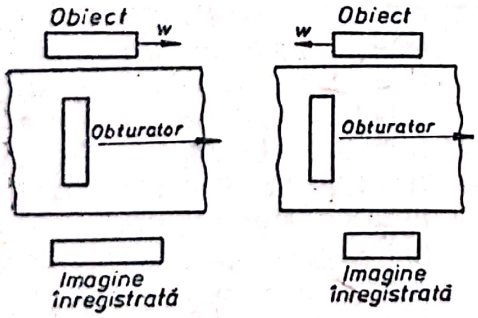


Fig. 4.50

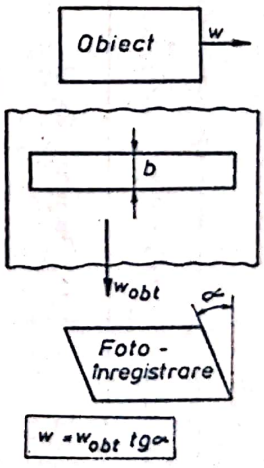


Fig. 4.51

*) Recent, firma PENTACON din Dresda (R.D.G.) a realizat obturatoare perdea cu lamele metalice.

Aparate fotografice

Tabelul 4.11

Marca aparatului	Formatul	Tipul aparatului	Tipul vizorului	Obiectiv	Tipul obturatorului	Timpul minim de expunere	Observații
PENTACON-Super	24×36 mm	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (M42×1)	Perdea	1/2000 s	Poate fi echipat cu pentaprismă cu măsurare interioară
PRAKTICA-LTL	24×36 mm	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (M42×1)	Perdea cu lamele metalice	1/1000 s	Cu măsurare interioară cu fotocelulă cu CdS
EXACTA RTL 1000	24×36 mm	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (baionetă)	Perdea	1/1000 s	Poate fi echipat cu pentaprismă cu măsurare interioară
PENTACON SIX TL	6× 6 cm	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (baionetă)	Perdea	1/1000 s	Poate fi echipat cu pentaprismă cu măsurare interioară
Rolleiflex SL 66	6× 6 cm	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (baionetă)	Perdea	1/1000 s	Cu măsurare interioară. Poate fi echipat cu numeroase accesorii
HASSELBLAD 500 C/M	6× 6	Rigid	Fără paralaxă prin obiectiv	Obiective interschimbabile (baionetă)	Central	1/500 s	Poate fi echipat cu numeroase accesorii
Linhof Super-Technika	9×12	Pliant	Fără paralaxă pe geam mat	Obiective interschimbabile	Central	1/500 s	Poate fi echipat cu numeroase accesorii

Scanned with OKEN Scanner

4.3.2. Transportul filmului fotografic

Există situații în care se dorește executarea rapidă a unei succesiuni de fotografii. Pentru aceste cazuri aparatele fotografice de tip special pot fi echipate cu role cinematografice și dispozitive de deplasare rapidă a filmului, care permit succesiuni de 2 ... 6 imagini/secundă în serii de 200 ... ... 400 imagini. Utilizarea acestor dispozitive se recomandă la urmărirea fenomenelor a căror variație în timp nu este foarte rapidă.

Un alt accesoriu util al aparatului fotografic, pentru fotoînregistrarea imaginii obținute pe ecranul unui osciloscop catodic, este dispozitivul de derulare continuă a filmului (v. § 3.7.3).

4.3.3. Cinematografierea rapidă și ultrarapidă

Atunci cînd se dorește urmărirea unor fenomene sau sisteme fizice care evoluează foarte rapid în timp, singura metodă adecvată de studiu o constituie cinematografierea rapidă și ultrarapidă.

Cinematografierea rapidă constă în înregistrarea unor imagini care se succed la intervale foarte mici de timp. Frecvența de cinematografiere (f_i), adică numărul de imagini pe secundă (im/s), depinde de modul în care este deplasat filmul și de modul în care se realizează iluminarea imaginii.

La redare, frecvența de proiecție (f_r) trebuie să fie suficient de mare pentru a permite menținerea imaginii pe retina ochiului în vederea creării senzației de mișcare. Valoarea acestei frecvențe este de 16 im/s sau de 24 im/s dacă se urmărește sonorizarea filmului realizat. Rezultă, în acest mod, posibilitatea de a dilata scara timpului cu un factor de ritm K:

$$K = \frac{f_i}{f_r}. \tag{4.57}$$

Astfel, dacă se înregistrează cu o frecvență $f_i = 32\,000$ im/s și se proiectează cu o frecvență $f_r = 16$ im/s, rezultă un factor de ritm $K = 2\,000$ adică, un fenomen care în realitate durează 5 ms poate fi urmărit în evoluția sa timp de 10 s.

După modul în care se realizează transportul filmului cinematografic se disting 2 tipuri de mișcare: intermitentă și continuă. Mecanismele care produc mișcarea intermitentă antrenează filmul, de regulă, cu ajutorul unei grife care pătrunde în perforația filmului și îl deplasează rapid pe o distanță egală cu înălțimea unui cadru, după care, filmul rămîne în repaus în timp ce grifa părăsește perforația și se deplasează prin spatele filmului pentru a ataca următoarea perforație (fig. 4.52). Stoparea mișcării se obține prin frecare, asupra filmului aplicîndu-se o forță de apăsare pe pereții canalului în care se mișcă, cu ajutorul unei lamele presoare. Rezultă în felul acesta o mișcare intermitentă a filmului care trebuie sincronizată perfect cu mișcarea obturatorului în vederea expunerii imaginii, numai pe durata de timp în care filmul se găsește în stare de repaus. Aceasta se obține cu ajutorul unui obturator de tip sector, care se rotește prin fața ferestrei în care este expus filmul, astfel încît să obtureze fluxul luminos incident pe durata în care filmul este antrenat de grifă (fig. 4.53).

Scanned with OKEN Scanner

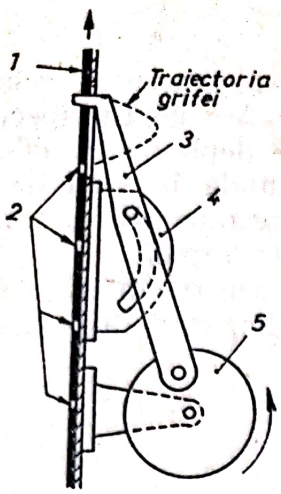


Fig. 4.52:
1 — film cinematografic; *2* — perforații; *3* — grifă; *4* — ghidaj; *5* — rolă motoare.

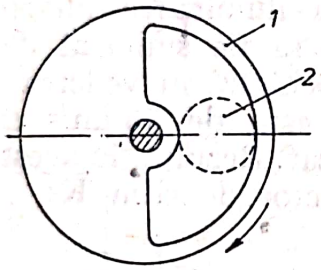


Fig. 4.53:
1 — obturator; *2* — obiectiv.

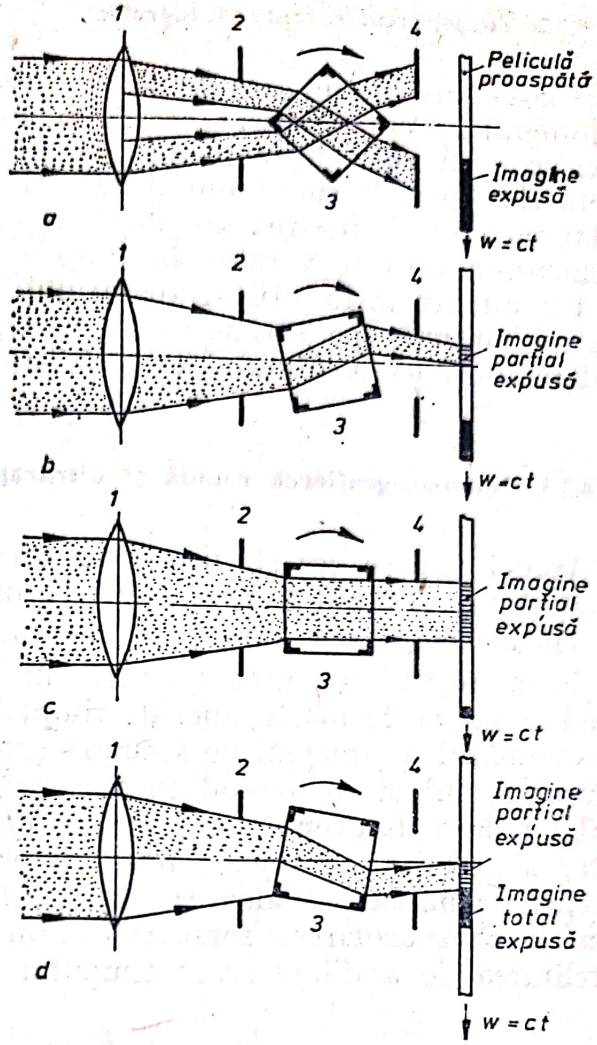


Fig. 4.54:
1 — obiectiv; *2* — diafragmă; *3* — prismă rotitoare; *4* — diafragmă.

La creşterea frecvenţelor de înregistrare cresc acceleraţiile şi deci forţele de inerţie aplicate filmului, fapt care poate duce la ruperea acestuia. De aceea la aparatele cu mişcare intermitentă a filmului frecvenţele maxime de înregistrare se limitează la: 1 000 im/s (film de 35 mm) şi 2 500 im/s (film de 16 mm).

Pentru mărirea, în continuare, a frecvenţelor de înregistrare este necesar să se abandoneze principiul mişcării intermitente şi să se recurgă la mişcarea continuă a filmului. În acest caz, pentru a se realiza o înregistrare de calitate, este necesar ca, în timpul procesului, imaginea formată de sistemul optic să se deplaseze şi ea cu o viteză egală cu cea a filmului. Acest deziderat se obţine cu ajutorul unor sisteme cu prisme sau oglinzi rotitoare. Principiul de lucru al unui asemenea sistem este ilustrat în figura 4.54 (prismă rotitoare) şi figura 4.55 (tambur cu oglinzi rotitoare). Prin echiparea cu tamburi avînd un număr diferit de oglinzi aparatul PENTAZET 35 (VEB PENTACON-Dresda) poate realiza frecvenţe de înregistrare de 2 000, 4 000, 18 000 şi 40 000 im/s.

O altă posibilitate de realizare a înregistrărilor cinematografice cu frecvenţe mari şi mişcare continuă a filmului constă în operarea în întuneric,

Scanned with OKEN Scanner

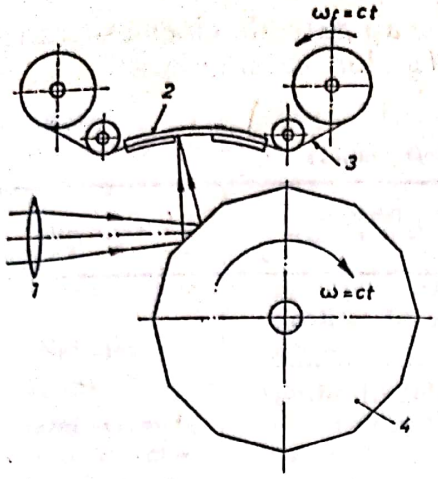


Fig. 4.55:
1 — obiectiv; *2* — ghidaj; *3* — peliculă fotosensibilă; *4* — tambur rotitor cu oglinzi.

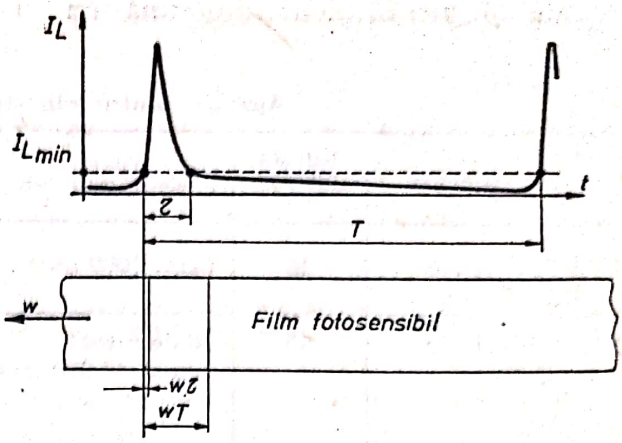


Fig. 4.56

cu obturatorul complet deschis şi iluminarea intermitentă a obiectului, cu ajutorul unei lămpi stroboscopice. Durata extrem de redusă a iluminării, permite înregistrarea unei imagini de calitate pînă la viteze, relativ ridicate, de deplasare a filmului. Condiţia ce trebuie respectată, în acest sens, este aceea ca durata τ a iluminării să fie mai mică decît 1/20 ... 1/50 din perioada procesului de iluminare. Principiul metodei este ilustrat în figura 4.56.

Acest procedeu poate fi folosit şi în instalaţii improvizate. Astfel, înfăşurînd filmul foto-sensibil pe un tambur pus în mişcare, prin intermediul unui reductor, de către un motor electric şi focalizînd, pe suprafaţa tamburului, cu ajutorul unui obiectiv, imaginea obiectului care trebuie cinematografiat, fotoînregistrarea devine posibilă prin iluminarea, cu o frecvenţă adecvată, cu ajutorul unei lămpi stroboscopice (fig. 4.57).

În aparatele de cinematografiere rapidă se utilizează filme speciale, de mare sensibilitate şi cu rezistenţă mecanică sporită. Se obişnuieşte ca aceste filme să fie prevăzute cu o peliculă de grafit pentru îmbunătăţirea condiţiilor de frecare prin sistemele de ghidare a filmului, în vederea evitării supraîncălzirii acestuia la vitezele foarte mari de deplasare. În accesoriile cu care se livrează unele aparate se prevăd şi dispozitive de ungere cu ulei de parafină a bordurilor perforate ale filmului (PENTAZET 35).

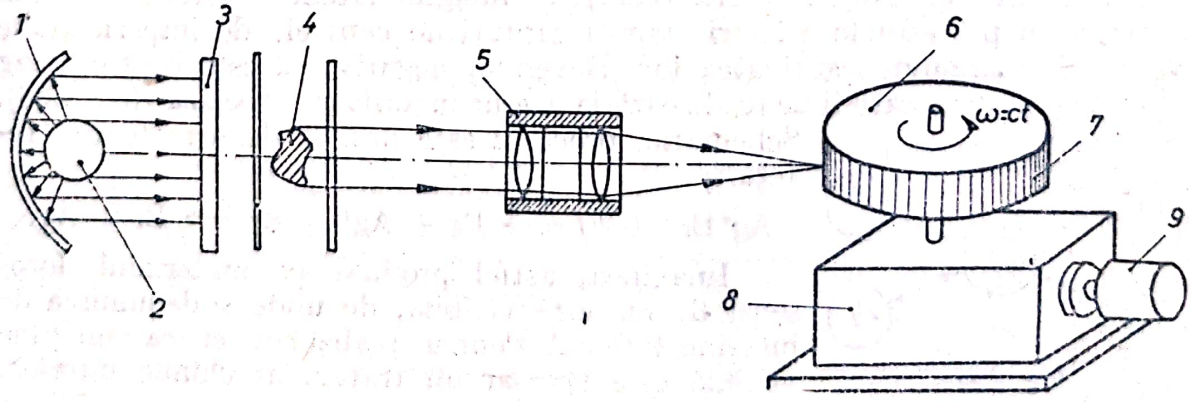


Fig. 4.57:
1 — oglindă; *2* — lampă stroboscopică; *3* — geam mat; *4* — obiectul cinematografiat; *5* — obiectiv fotografic; *6* — tambur rotitor; *7* — film fotosensibil; *8* — reductor; *9* — motor electric.

Scanned with OKEN Scanner

În tabelul 4.12 sînt indicate cîteva tipuri de aparate de cinematografiere rapidă şi ultrarapidă, împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 4.12

Aparate pentru cinematografiere rapidă

Marca aparatului	Lăţimea peliculei [mm]	Viteza de cinematrografiere	Principiul de funcţionare	Observaţii
PENTAZET . 16 (R.D.G.)	16	max. 5000 im/s	Prismă rotitoare	Obiective interschimbabile, accesorii pentru macro şi microcinematografiere
PENTAZET 35 (R.D.G.)	35	20 de viteze max. 40 000 im/s	Tamburi rotitori cu oglinzi	
SKS-1M (U.R.S.S.)	16	max. 4 000 im/s (peliculă de 16 mm) max 8 000 im/s (peliculă de 2 × 8 mm)	Prismă rotitoare	
VCEKS (U.R.S.S.)	35	max. 40 000 im/s	Iluminare intermitentă cu stroboscop sincronizat	—

4.4. MATERIALE FOTOSENSIBILE

Generalităţi. Pentru înregistrarea şi conservarea imaginilor obţinute prin procedeele optice analizate este necesar să se dispună de materiale capabile să reacţioneze sub efectul radiaţiei de energie.

Substanţele de bază, în fabricaţia materialelor fotosensibile, sînt halogenurile de argint [1] (ClAg, BrAg, IAg). Sub influenţa energiei radiante halogenura de argint absoarbe cuante de energie şi eliberează electroni. În stratul fotosensibil, cristalele de halogenură de argint sînt aglomerate în granule fin dispersate în masa gelatinoasă de liant. În mod intenţionat halogenura de argint este impurificată cu alte substanţe (sulf) spre a produce centre de imperfecţiune, care devin ulterior centre de imagine latentă. Astfel, electronii eliberaţi în procesul fotoelectric vor fi captaţi de centrele de imperfecţiune vecine determinînd negativarea lor. Devenind negative, aceste centre atrag ionii de argint pe care îi neutralizează la argint metalic şi îi fixează (fig. 4.58).

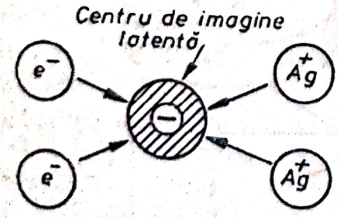


Fig. 4.58.

Schematic, procesul este descris de următoarea reacţie:

$$Ag^+Br^- + hf \longrightarrow Br + Ag^+ + e^- \longrightarrow Br + Ag.$$

Imaginea, astfel produsă pe materialul fotosensibil, nu este vizibilă, de unde şi denumirea de imagine latentă. Pentru realizarea ei ca imagine vizibilă este necesar un tratament chimic ulterior.

[1] Halogenurile de argint cristalizează în sistemul cubic, vîrfurile cubului fiind ocupate în mod alternativ, de ioni de argint şi de halogen.

4.4.1. Filmul alb-negru

4.4.1.1. **Proprietăţi.** Filmele alb-negru se obţin prin depunerea, pe un suport transparent din celuloid, acetat de vinil etc. a emulsiei fotosensibile (granule de halogenură de argint fin dispersate în masa de gelatină).

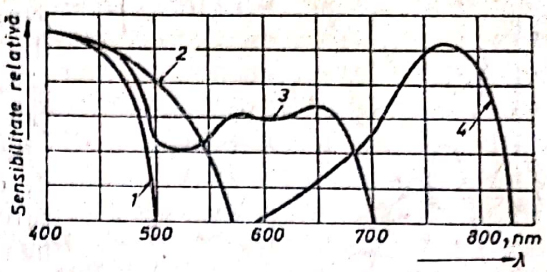


Fig. 4.59:
1 — material nesensibilizat; *2* — material ortocromatic; *3* — material pancromatic; *4* — material infracromatic.

Sensibilitatea emulsiei depinde atît de tipul halogenurii utilizate cît şi de lungimea de undă a radiaţiei incidente. Astfel, energia necesară eliberării unui electron are valoarea maximă pentru ClAg şi minimă pentru IAg. ClAg este sensibilă numai la radiaţiile ultraviolete, BrAg este sensibilă şi la lumina albastră iar IAg este sensibilă şi la lumina albastră-verzuie. O primă caracteristică importantă a filmului, sub acest aspect, o constituie curba sa de sensibilitate spectrală (fig. 4.59).

Pentru mărirea sensibilităţii materialului şi în domeniul radiaţiilor vizibile şi infraroşii se introduc, în emulsia fotosensibilă, substanţe colorante speciale, care permit absorbţia de energie şi în domeniul frecvenţelor mai mici. Se obţin astfel: filme *ortocromatice* (sensibile la lumina verde), *pancromatice* (sensibile la lumina roşie) şi *infracromatice* (sensibile la radiaţia infraroşie). Filmul ortocromatic este recomandat în fotografia ştiinţifică atunci cînd roşul lipseşte din culoarea subiectului. Avantajul esenţial al acestui film îl constituie faptul că procesul de developare se poate desfăşura, în mod controlat, la lumină roşie (Filtru ORWO 107 sau 208). Filmul *pancromatic*, datorită sensibilităţii sporite la frecvenţe mici ale radiaţiei incidente, este recomandat pentru fotografierea, la lumină artificială, în condiţii de iluminare redusă. Filmele *ortopancromatice* posedă proprietăţi intermediare faţă de cele două tipuri discutate şi are, ca atare, utilizarea cea mai largă.

Sensibilitatea filmului se exprimă în grade de sensibilitate, care reprezintă inversul cantităţii de lumină necesare formării imaginii latente. Cu cît granulele sensibile din emulsie au dimensiuni mai mari, cu atît creşte probabilitatea de iluminare şi cantitatea de lumină ce revine fiecărei granule. Deci, un film va fi cu atît mai sensibil cu cît granulaţia lui va fi mai mare. Controlul fineţei de granulaţie se efectuează prin tehnologia de obţinere a emulsiei fotosensibile şi prin tratamentele de maturaţie ulterioare. Sensibilitatea se exprimă cel mai frecvent în grade DIN, grade ASA sau grade GOST. Corespondenţa între scările convenţionale respective este redată în tabelul 4.13.

Tabelul 4.13

Corespondenţa gradelor de sensibilitate a peliculelor foto şi cinematografice

°DIN	13	15	17	18	19	20	21	22	24	27	30
°ASA	16	25	40	50	64	80	100	125	200	400	800
°GOST	16	22	32	45	65	85	90	130	180	360	720

Contrastul înregistrării fotografice depinde de diferenţa de sensibilitate a granulelor fotosensibile. Întrucît tot materialul este prelucrat în condiţii identice, această diferenţă se datoreşte numai dimensiunilor diferite ale

Scanned with OKEN Scanner

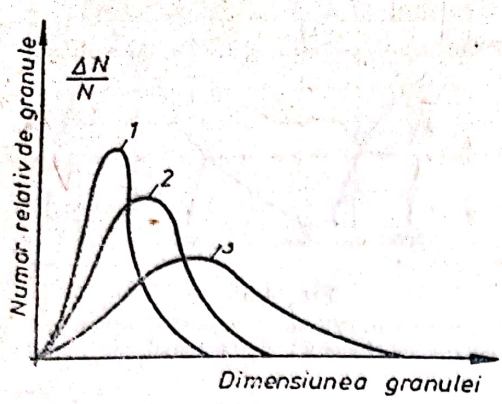


Fig. 4.60:
1 — emulsificarea rapidă fără maturație; *2* — emulsificare lentă fără maturație; *3* — emulsificare prelungită cu maturație fizică.

granulelor. În figura 4.60 este prezentată distribuția de dimensiuni a granulelor fotosensibile în funcție de procedeul de fabricație. Se observă că, pe măsură ce dimensiunile granulelor cresc, se mărește și dispersia de dimensiuni determinînd o variație importantă a sensibilității spațiale. Un asemenea material va răspunde mai lent la variațiile de iluminare producînd un contrast scăzut al imaginii. Filmele cu granulație mai fină vor avea o sensibilitate mai uniformă și vor răspunde mai prompt la variațiile de iluminare, producînd un contrast puternic al fotoînregistrării. Atunci cînd se urmărește fotografierea curbelor obținute pe ecranele osciloscoapelor catodice sau subiecte ale căror contururi trebuie să apară foarte net delimitate, pe fotoînregistrare, se utilizează filme speciale, de mare contrast (ORWO-DR1, DR2, VF35, DK5, DK7).

Puterea de separație se apreciază prin numărul de perechi de linii albe și negre vizibil la limită într-un interval de 1 mm. Ea depinde de mai mulți factori: puterea de separație a obiectivului folosit, granulația filmului, modul de developare. Din punctul de vedere strict al filmului, ea este determinată de finețea granulației, o putere de separație mare reclamînd o granulație fină.

Corelația între principalii parametri ai filmului fotografic este redată sintetic în tabelul 4.14.

Alegerea materialului fotografic se face în funcție de scopul urmărit. Astfel, dacă este necesară efectuarea unui număr mare de înregistrări, în condiții relativ ușoare din punct de vedere al opticii și iluminării reclamate, se preferă utilizarea filmului de format mic (35 × 24 mm). Dacă, din contra, numărul înregistrărilor este redus și ele se efectuează în condiții complexe de optică și iluminare se preferă formatele mari, eventual plăci fotografice. Dacă înregistrarea urmează să comporte măriri, în procesul de copiere, se preferă de asemenea formatele mai mari sau filmele de granulație mai fină.

4.4.1.2. **Prelucrarea filmului alb-negru.** Prelucrarea filmului urmărește punerea în evidență a imaginii aflate în stare latentă în stratul fotosensibil. Procesul de prelucrare se compune din două părți distincte: developarea (revelarea) și fixarea, urmate de spălări corespunzătoare.

Tabelul 4.14

Corelații între poprietățile materialelor fotosensibile

Sensibilitate	mică	medie	mare
Contrast	mare	mediu	mic
Putere de separație	mare	medie	mică
Granulație	fină	medie	mare

Developarea este procesul prin care halogenura de argint este redusă în mod diferențiat, în funcție de transformările fotochimice survenite pe durata expunerii, formînd astfel imaginea vizibilă.

Fixarea este procesul prin care halogenura de argint neexpusă este dizolvată și eliminată în vederea insensibilizării la lumină a filmului developat.

Scanned with OKEN Scanner

Developarea se realizează într-o baie preparată prin dizolvarea în apă a unor substanţe chimice avînd un rol bine determinat în cadrul procesului:

a) substanţa revelatoare propriu-zisă care reduce halogenura de argint expusă, la argint metalic, trebuie să fie o substanţă slab reducătoare pentru a reacţiona numai cu halogenura care a suferit în prealabil o descompunere fotochimică. Se folosesc în acest scop substanţe ce conţin în compoziţia lor radicali hidroxil —OH (hidrochinonă, metol, pirogalol) sau radicali amino-NH_2 (amidol). Creşterea concentraţiei lor în soluţie determină: scurtarea timpului de developare, accentuarea contrastului, creşterea granulaţiei;

b) substanţa conservantă, care frînează procesul de oxidare al substanţei revelatoare de către oxigenul atmosferic. Se foloseşte, de regulă, în acest scop, sulfitul de sodiu (Na_2SO_3);

c) substanţa acceleratoare care accelerează reacţia de reducere neutralizînd acidul format în urma acestei reacţii. Cel mai adesea se folosesc: carbonatul de sodiu ($NaCQ_3$) sau de potasiu ($K\ CO_3$). Creşterea alcalinităţii băii de developare are aceleaşi efecte ca şi creşterea concentraţiei de substanţă revelatoare;

d) substanţa atenuatoare (antivoal) care frînează reacţia de reducere permiţînd numai reacţia cu granulele de halogenură care au suferit, în prealabil, reacţii fotochimice. Atenuatorul cel mai frecvent folosit este bromura de potasiu (KBr). Creşterea concentraţiei de atenuator determină prelungirea duratei de developare şi creşterea contrastului, împiedică formarea voalului, şi a unei granulaţii grosolane.

În comerţ se găsesc revelatori gata preparaţi, în stare lichidă, care nu necesită decît diluarea cu apă (ORWO-R 09) sau seturi care permit prepararea băii prin dizolvare în apă (ORWO-F 43 sau A 49 pentru granulaţie foarte fină).

În continuare se indică o reţetă pentru prepararea unui revelator de contrast mărit recomandat la filmele speciale indicate la § 4.4.1.1.

Metol	5 g
Sulfit de sodiu (anhidru)	40 g
Hidrochinonă	6 g
Carbonat de potasiu.....	40 g
Bromură de potasiu.....	6 g

Substanţele se dizolvă, în ordinea enumerată, în apă distilată şi se completează pînă la 1 l soluţie. Developarea durează 3 min la 20°C.

O influenţă deosebită asupra procesului de developare o are şi temperatura băii. Creşterea acestei temperaturi determină: scurtarea duratei developării, micşorarea contrastului, tendinţa de formare a voalului, creşterea granulaţiei.

Fixarea se face prin menţinerea filmului timp de 10 ... 15 minute într-o soluţie formată prin dizolvarea a 250 g tiosulfat de sodiu şi 25 g metabisulfit de potasiu în 1 l apă.

4.4.1.3. **Copierea pe hîrtie.** Întrucît, de regulă, înregistrările fotografice sînt supuse unor interpretări, care presupun efectuarea unor măsurări şi eventuale inscripţionări, se recomandă utilizarea hîrtiei albe cu suport gros şi suprafaţă semimată. Excepţie de la această regulă o constituie cazurile în care se urmăreşte un contrast maxim sau cînd fotografiile respective

Scanned with OKEN Scanner

trebuie reproduse pentru tipărire. În aceste cazuri se recomandă utilizarea hîrtiei albe lucioase.

Contrastul hîrtiei folosite devine o problemă numai atunci cînd negativul nu a fost obținut în condiții normale. În asemenea situații contrastul poate fi reglat, în anumite limite, și prin dirijarea procesului de developare a hîrtiei, în conformitate cu principiile expuse în § 4.4.1.2.

4.4.2. Materiale fotosensibile color

Spectrul de radiații vizibile poate fi divizat în 3 benzi de frecvențe de extindere aproape egală: 400 ... 490 nm, 490 ... 585 nm; 585 ... 700 nm, cărora le corespund culorile predominante: albastru, verde, roșu și care participă în proporții foarte apropiate la alcătuirea luminii solare: 39%, 35%, 26%.

Prin combinarea în proporții corespunzătoare a acestor culori, numite culori fundamentale, se poate obține întreaga gamă de culori a spectrului vizibil.

Combinînd, două cîte două, culorile fundamentale se obțin culorile complementare: albastru + verde = albastru verzui-culoare complementară lui roșu; albastru + roșu = purpuriu-culoare complementară lui verde; verde + roșu = galben-culoare complementară lui albastru.

Filmul color este prevăzut cu 4 straturi de emulsie, foarte subțiri (5 μm), primul sensibil la albastru-violet, al 2-lea, un filtru galben care oprește albastrul de a trece mai departe, al 3-lea sensibilizat la verde-galben și al 4-lea sensibilizat la portocaliu-roșu. Prin expunere se obțin 3 imagini latente suprapuse a căror tonalitate corespunde proporției din culoarea respectivă, prezente în culoarea obiectului fotografiat.

Prin developare imaginile din cele 3 straturi se formează în culoarea corespunzătoare, sau complementară și datorită transparenței, prin suprapunere, imaginea apare în culorile ei naturale, la filmul diapozitiv, sau în culorile complementare celor naturale, la filmul negativ.

BIBLIOGRAFIE

1. Lyubavski, Yu. și Ovchinnikov, V. *Solid-state Laser Technology*. MIR-Moskova, 1975.
2. Marin, A. și Popescu, I. *Cinematografia aplicată* (2 vol.) Colecția Foto-Film, București, Edit. tehnică, 1975.
3. Ondrejcsik, C., Goldhaăr, I. și Petculescu, A. *Aplicații ale fotografiei în știință și tehnică*, București, Edit. tehnică, 1970.
4. Pivniceru, C. și Moic, M. *Rețetar pentru laboratorul foto-film* (2 vol.), Colecția Foto-Film, București, Edit. tehnică, 1974.
5. Rădulet, T. *Optica foto-cinematografică* (2 vol.). Colecția Foto-Film. București, Editura tehnică, 1977.
6. * * * Photography in Engineering. I. Mech. E.-London, 1969.
7. * * * ORWO-Rezepte. VEB Filmfabrik Wolfen, 1971.
8. * * * General Electric.-Flashtube. Data Manual.
9. * * * RCA — Phototubes and photocells. Technical manual P.T—60.
10. * * * Prospecte și cataloage de la firmele: Spectra-Phisics, Heraeus, J.H.P.I., Schlumberger, G.E., R.C.A., Pentacon, Sinar.

Scanned with OKEN Scanner

Partea a doua

METODE DE MĂSURARE FOLOSITE LA CERCETAREA MAȘINILOR TERMICE

- Măsurarea deplasărilor și vitezelor
- Măsurarea eforturilor unitare și deformațiilor
- Măsurarea presiunii și a forței
- Măsurarea momentelor de răsucire și a puterii transmise de arbori în rotație
- Măsurarea vibrațiilor
- Măsurarea zgomotelor
- Metode de măsurare aplicate curgerii fluidelor
- Măsurarea temperaturii
- Studiul experimental al jeturilor de combustibil lichid
- Cercetarea experimentală a formării amestecului și arderii
- Modelarea experimentală

Scanned with OKEN Scanner

5

MĂSURAREA DEPLASĂRILOR ŞI VITEZELOR

Introducere. Studiul experimental al mişcărilor mecanice reprezintă un domeniu de mare interes pentru cercetător, el permiţîndu-i să urmărească funcţionarea corectă a unui mecanism sau maşini, gradul de uzură al acestora etc.

Practic oricare din mărimile caracteristice ale unei mişcări (deplasare, viteză, acceleraţie) poate fi măsurată în mod direct cu ajutorul unui traductor adecvat. De asemenea, datorită dependenţei funcţionale ce există între aceste mărimi, caracteristicile mişcării pot fi deduse unele din altele prin operaţii de derivare sau integrare. Ca urmare, este suficient să se măsoare o singură mărime caracteristică pentru a cunoaşte, în mod complet, mişcarea cercetată. Totuşi, în funcţie de caracteristicile predominante ale mişcării, se preferă, de la caz la caz, măsurarea cu precădere, fie a deplasării, fie a vitezei, fie a acceleraţiei. Astfel, măsurarea acceleraţiilor este folosită în principal la studiul experimental al vibraţiilor mecanice. În consecinţă, prezentarea traductoarelor şi tehnicilor de măsurare a acceleraţiilor se face în detaliu în capitolul 9, în prezentul capitol urmînd să fie tratate numai problemele legate de cercetarea experimentală a deplasărilor şi vitezelor.

5.1. MĂSURAREA DEPLASĂRILOR

Mişcarea pe care o poate efectua un organ de maşină este fie o translaţie, fie o rotaţie, fie o mişcare complexă compusă din translaţii şi rotaţii simultane. Primele două tipuri de mişcări (translaţia sau rotaţia) pot fi descrise prin urmărirea variaţiei în timp a unui singur parametru. În asemenea situaţii, organul de maşină a cărui mişcare este studiată se cuplează direct cu un traductor de deplasare adecvat. Pentru ca mişcarea studiată să nu fie perturbată de procesul de măsurare este necesar ca masa părţii mobile a traductorului să fie neglijabilă în raport cu masa organului în mişcare, iar forţele de interacţiune, între părţile fixe şi mobile ale traductorului, să fie neglijabile în raport cu forţele de inerţie sau de frecare aplicate organului studiat. Respectarea acestor condiţii trebuie avută întotdeauna în vedere atunci cînd se selectează traductorul destinat efectuării unei anumite măsurări.

Scanned with OKEN Scanner

În situația în care organul sau organele mecanismului studiat execută mișcări complexe, singura metodă experimentală adecvată este aceea a cinematografierii rapide sau ultrarapide (§.4.3.3) a mecanismului în funcționare.

În continuare se prezintă principalele tipuri de traductoare de deplasare împreună cu caracteristicile lor tehnico-constructive, precum și cele ale instalațiilor de măsurare în cadrul cărora sînt folosite.

5.1.1. Măsurarea deplasărilor cu traductoare potențiometrice

Traductorul potențiometric este format dintr-un element rezistiv ce constituie partea fixă, pe care se deplasează un cursor ce poate fi cuplat cu organul de mașină a cărui mișcare se studiază (fig. 5.1).

Schema electrică a circuitului în care este montat traductorul este reprezentată în figura 5.2. Se constată că această schemă este similară cu cea a circuitului cu divizor de tensiune prezentat în § 3.1.2. Particularizînd, în relația (3.5), valorile rezistențelor cu cele corespunzătoare traductorului potențiometric (fig. 3.3 și 5.2):

$$kR_t = \frac{x}{x_0} R_p, \qquad (5.1)$$

$$R_b = (1 - kR_t),$$

se obține

$$\frac{u_e}{U} = \frac{x}{x_0}. \qquad (5.2)$$

Se observă că, în acest caz, tensiunea de ieșire, la bornele traductorului, variază liniar cu deplasarea. Pentru a măsura însă această tensiune este necesar să se introducă în circuit un aparat de vizualizare sau de înregistrare a semnalului produs de traductor (fig. 5.3). Un asemenea aparat se caracterizează printr-o anumită valoare a rezistenței de intrare, care, oricît de mare ar fi, are totuși o valoare finită. Aplicînd circuitului din figura 5.3 teorema lui Thévenin se obține circuitul echivalent prezentat în figura 5.4, din care se deduce cu ușurință:

$$\frac{u_e}{U} = \frac{1}{\frac{x_0}{x} + \frac{R_p}{R_{in}}\left(1 - \frac{x}{x_0}\right)}. \qquad (5.3)$$

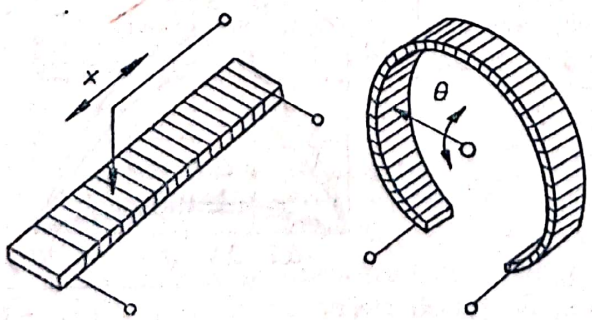


Fig. 5.1

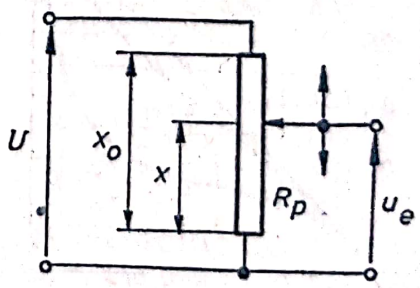


Fig. 5.2

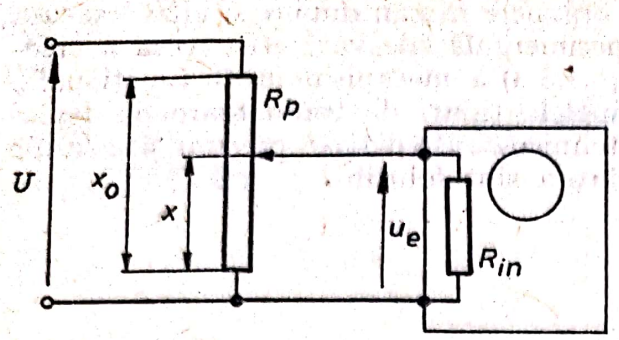


Fig. 5.3

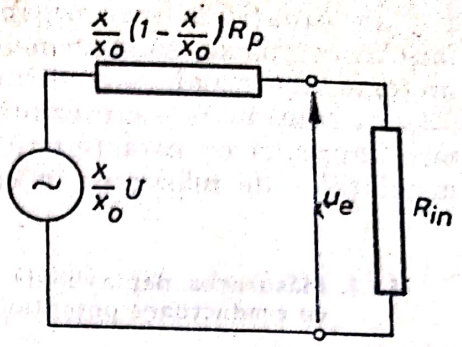


Fig. 5.4

Se constată astfel că, în cazul circuitului real de măsurare, dependența dintre semnalul electric și deplasarea corespunzătoare nu mai este liniară (fig. 5.5). Abaterea de la liniaritate este cu atît mai mare cu cît raportul R_p/R_{in} are valori mai ridicate. Eroarea relativă, în raport cu valoarea curentă măsurată, este maximă la mijlocul scării de măsurare (fig. 5.6).

Micșorarea rezistenței traductorului (R_p), în vederea micșorării erorii de neliniaritate, antrenează totodată scăderea sensibilității acestuia prin limitarea valorii tensiunii maxime de alimentare a circuitului de măsurare. Fiecare traductor are indicată, în acest sens, valoarea maximă a puterii (P) pe care o poate disipa fără a-și schimba caracteristicile. Din legea lui Ohm și relația de definiție a puterii rezultă:

$$U = \sqrt{PR_p}. \tag{5.4}$$

Valorile uzuale ale rezistențelor traductoarelor potențiometrice sînt cuprinse între 100 și 20 000 Ω, iar puterile maxime pe care le pot disipa ajung pînă la 5 W.

Datorită particularităților constructive ale traductoarelor potențiometrice, puterea de rezoluție a acestora este limitată de diametrul firului rezistiv, de pasul de înfășurare și de caracteristicile geometrice ale cursorului

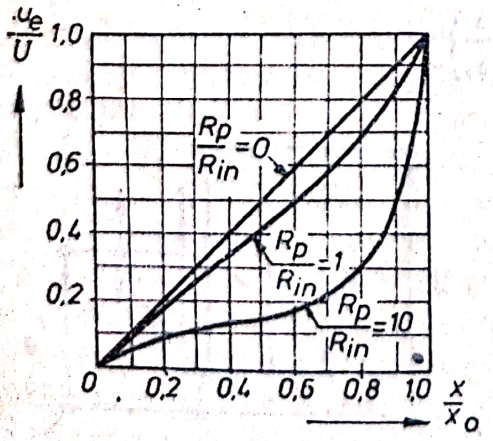


Fig. 5.5

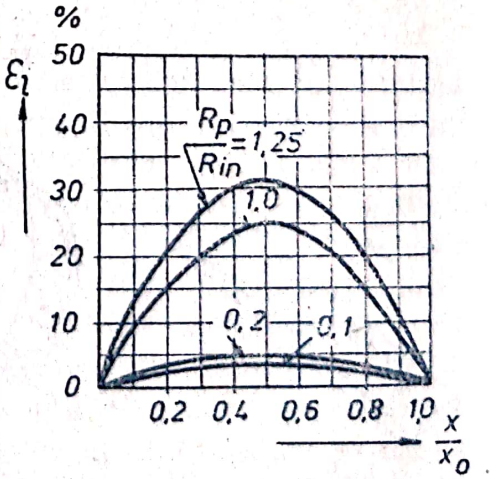


Fig. 5.6

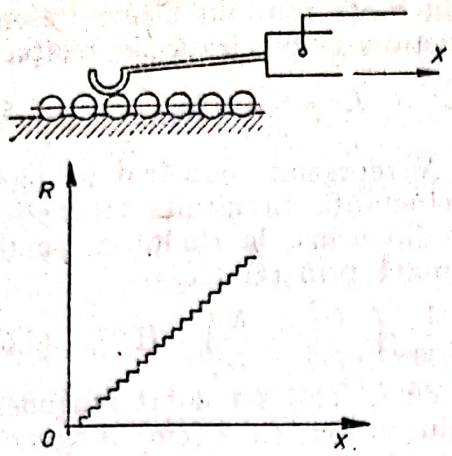


Fig. 5.7

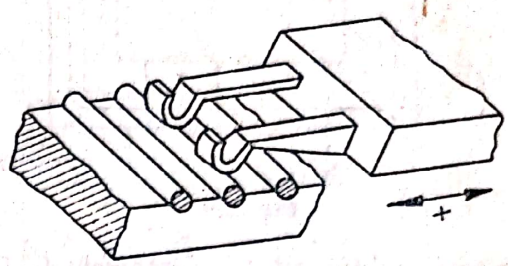


Fig. 5.8

(fig. 5.7). Variaţia rezistenţei traductorului în funcţie de deplasare se produce în mod discret, treapta de variaţie fiind egală cu rezistenţa unei spire. Rezultă astfel valori limită ale puterii de rezoluţie de 0,25 ... 0,5 mm, la traductoarele liniare bobinate şi de $(0{,}005 \ldots 0{;}1)/D$ grd la traductoarele pentru deplasări unghiulare (D reprezintă diametrul suportului izolant pe care s-a practicat înfăşurarea rezistivă). Pentru traductoarele cu film de cărbune puterea de rezoluţie poate ajunge pînă la $10^{-3} \ldots 10^{-4}$ mm.

Zgomotele electrice care pot apărea în timpul funcţionării traductorului sînt cauzate cu precădere de contactul mobil. Dacă valoarea curentului drenat de aparatul de vizualizare sau înregistrare este mare, rezistenţa de contact, care la rîndul ei are o valoare importantă, produce o cădere însemnată de tensiune, iar această rezistenţă variază în timpul funcţionării datorită condiţiilor diferite de contact. Un alt fenomen nedorit îl constituie posibilitatea ca, în anumite condiţii, lama elastică a contactului să fie excitată în funcţionare la frecvenţa de rezonanţă, situaţie în care contactul devine aleator. Acest fenomen se elimină prin confecţionarea cursorului din două lame cu frecvenţe proprii foarte diferite (fig. 5.8). Alte surse de zgomot pot apărea datorită murdăririi şi uzurii traductorului.

Din punct de vedere dinamic, traductorul potenţiometric este un element pur rezistiv constituind un sistem de ordinul zero. Totuşi, masa finită a părţii mobile a traductorului precum şi existenţa frecărilor de tip uscat pot afecta în mod negativ calitatea măsurărilor efectuate cu traductoarele potenţiometrice, limitînd astfel domeniul lor de utilizare.

Existenţa frecărilor interne limitează de asemenea durata de serviciu a unui asemenea tip de traductor la $\approx 2 \times 10^7$ cicluri.

5.1.2. Măsurarea deplasărilor cu traductoare inductive

Traductoarele inductive sînt elemente de circuit electromagnetic, astfel construite încît caracteristicile lor să poată fi modificate sub influenţa deplasărilor relative ale părţilor lor componente.

Scanned with OKEN Scanner

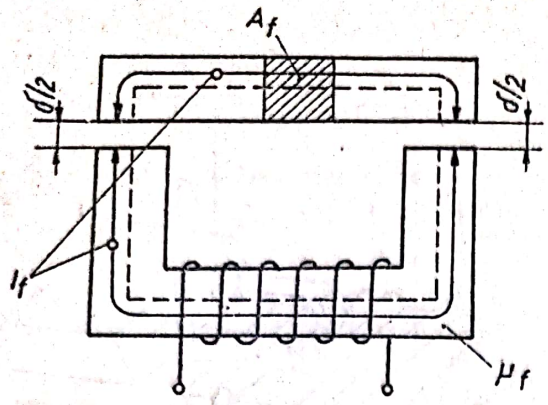


Fig. 5.9

Inductanța L a unui element electromagnetic este precizată de relația:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad [\text{H}] \qquad (5.5)$$

în care N reprezintă numărul de spire și R_m reluctanța circuitului magnetic. Aceasta din urmă, la rîndul ei, poate fi exprimată prin relația:

$$R_m = \frac{1}{4\pi\,10^{-9}}\left(\frac{l_f}{\mu_f A_f} + \frac{\delta}{A_a}\right) \quad [\text{H}^{-1}], \qquad (5.6)$$

în care cu l_f [cm] s-a notat lungimea circuitului în fier, cu δ [cm] lungimea întrefierului, cu A_f [cm²] și A_a [cm²] aria secțiunii miezului de fier, respectiv secțiunea activă a întrefierului iar cu μ_f permeabilitatea relativă a miezului de fier (fig. 5.9).

În funcție de elementul circuitului electromagnetic care este modificat de către deplasare, traductoarele inductive se clasifică în conformitate cu indicațiile date în figura 5.10*.

- *Traductoare inductive*
  - *de inductanță variabilă* — cu miez mobil; cu bobină mobilă
  - *de reluctanță variabilă* — cu armătură mobilă; cu bobină mobilă
  - *de inductanță mutuală variabilă* — transformator diferențial (3 înfășurări); transformator simplu (2 înfășurări)
  - *cu pierderi variabile în fier*

Fig. 5.10

Traductoarele inductive de inductanță variabilă sînt cel mai frecvent construite sub forma unei bobine cu priză mediană (fig. 5.11). Mișcarea este aplicată miezului mobil care se deplasează în interiorul bobinei traductorului modificînd valoarea inductanței celor două jumătăți.

În figura 5.12 este reprezentată variația inductanței unei bobine atunci cînd în interiorul ei se deplasează un miez confecționat din material fero-

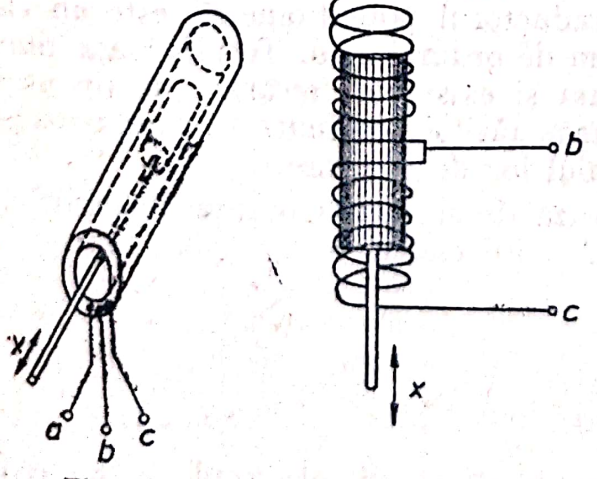


Fig. 5.11

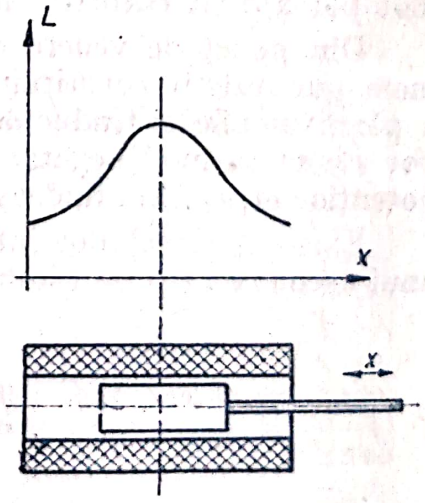


Fig. 5.12

* Terminologia adoptată nu diferențiază principiul de funcționare

Scanned with OKEN Scanner

magnetic. Pentru îmbunătățirea liniarității traductorului se folosesc două bobine conectate într-un sistem diferențial — senzori de înfășurare diferite — obținîndu-se caracteristica indicată în figura 5.13. Se observă că, de o parte și de alta a poziției centrale a miezului, pe un domeniu a cărui extindere este funcție de caracteristicile constructive ale traductorului, variația inductanței cu deplasarea este aproximativ liniară. Eroarea de neliniaritate crește odată cu creșterea domeniului de lucru al traductorului.

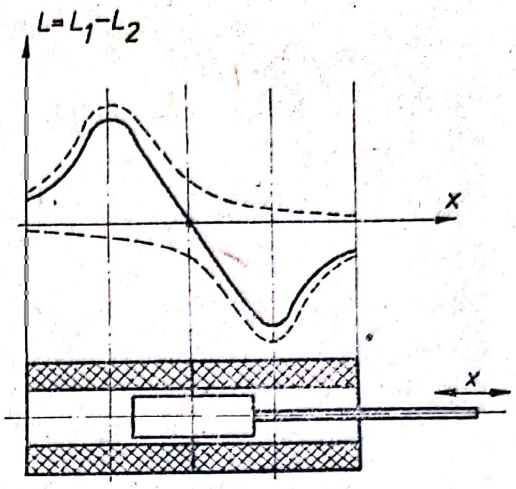


Fig. 5.13

Asemenea traductoare se folosesc pentru măsurarea unor deplasări variind de la cîteva zecimi de mm pînă la circa 1 m. Eroarea de neliniaritate este în general $\leqslant 1\%$ iar sensibilitatea variază între 0,2 ... 1,5 V/mm. În construcții destinate măsurării deplasărilor unghiulare acoperă domenii de $\pm 45°$ cu o eroare de neliniaritate 0,5 ... 1,0% și o sensibilitate de 0,1 V/grd.

În tabelul 5.1 sînt indicate cîteva tipuri de traductoare de deplasare de inductanță variabilă împreună cu principalele lor caracteristici, iar în

Tabelul 5.1

Traductoare inductive de inductanță variabilă

Firma constructoare	Tipul	Domeniul de măsurare [mm]	Sensibilitatea [mV/V]	Eroarea maximă de neliniaritate [%]	Frecvența purtătoare [kHz]	Observații
RFT (R.D.G.)	IWT 102	±1	45	1	5	—
	IWT 202	±1	45	1	5	Cu palpator
	IWT 302	±10	20	1	5	—
	IWT 402	±100	1,6	2	5	—
Hottinger-Baldwin (R.F.G.)	W 1E	±1	80	0,5	5 sau 50	—
	W 10	±10	80	0,5	5	—
	W 20	±20	80	0,5	5	—
	W 50	±50	80	0,5	5	—
	W 100	±100	80	0,5	5	—
	W 200	±200	80	0,5	5	—
	W 0,5 T	±0,5	40	0,5	5 sau 50	—
	W 1 T2	±1	80	0,5	5	—
	W 10 TK	±10	80	1	5	Cu palpator
	W 20 TK	±20	80	1	5	—
	W 50 TK	±50	80	1	5	—
Philips (Olanda)	PR 9314/01	±1	—	1	5	5g*
	PR 314/02	±2	—	1	5	5g*
	PR 9314/05	±5	—	1	5	6g*
	PR 9314/10	±10	—	1	5	6g*
	PR 9314/20	±20	—	1	5	8g*

* Cifrele respective reprezintă masa părții mobile a traductorului.

Scanned with OKEN Scanner

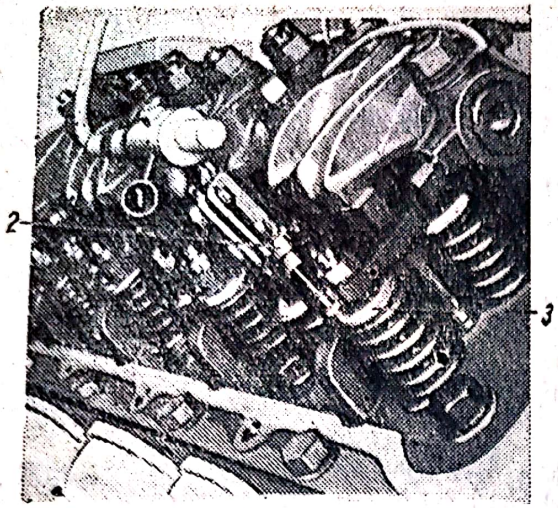


Fig. 5.14:
1 — traductor de deplasare de tip inductiv; *2* — tija cu miezul mobil; *3* — talerul supapei.

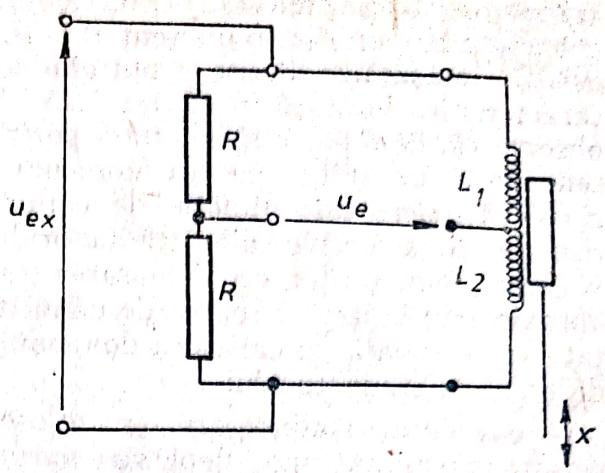


Fig. 5.15

figura 5.14 un exemplu de utilizare a unui asemenea traductor pentru măsurarea deplasării supapei de admisiune la un motor de automobil.

Circuitul electric în care se conectează traductorul de inductanță variabilă este circuitul în punte, alimentat în curent alternativ de 5 ... 20 kHz și 5 ... 30 V.

Cele două bobine ale traductorului alcătuiesc două din brațele punții, celelalte două brațe putînd fi alcătuite din rezistențe (fig. 5.15) sau inductanțe (fig. 5.16). Cu miezul în poziție centrală puntea este în echilibru. Deplasarea miezului într-un sens sau altul produce o modulare corespunzătoare a tensiunii de alimentare a punții. Restul circuitului de măsurare este identic cu cel al amplificatorului cu undă purtătoare (§ 3.3.2, fig. 3.39). La frecvențele uzuale ale tensiunii de excitație impedanța unei bobine a traductorului este de cca 100 ... 1 000 Ω; în consecință, valorile rezistențelor ce alcătuiesc celelalte două brațe ale punții trebuie să aibă același ordin de mărime. De regulă, aparatura electronică destinată măsurărilor tensometrice (§ 6.1.2), care constă în esență dintr-un amplificator cu undă purtătoare (fig. 3.39), este astfel realizată încît permite și folosirea traductoarelor inductive de inductanță variabilă.

Pentru mărirea sensibilității traductorului este necesară creșterea tensiuni de alimentare a punții. În vederea limitării puterii electrice disipate sub formă termică, puntea de măsurare poate fi realizată numai din inductanțe sub forma unei punți cu transformatoare (fig. 5.16).

Traductoarele inductive de reluctanță variabilă sînt traductoarele la care deplasarea măsurată modifică valoarea întrefierului unui circuit electromagnetic (fig. 5.17). Marele avantaj al acestor traductoare constă în posibilitatea ca însăși piesa a cărei mișcare se studiază să constituie un element al circuitului electromagnetic. În felul acesta, între piesa în mișcare și traductorul propriu-zis nu există un contact fizic direct. Singura perturbație pe care traductorul o produce în procesul de măsurare constă în cîmpul electromagnetic, de intensitate extrem de redusă, care ia naștere în vecinătatea traductorului.

Scanned with OKEN Scanner

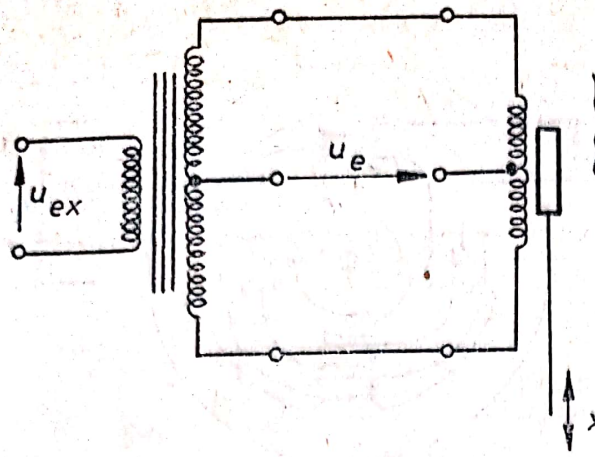


Fig. 5.16

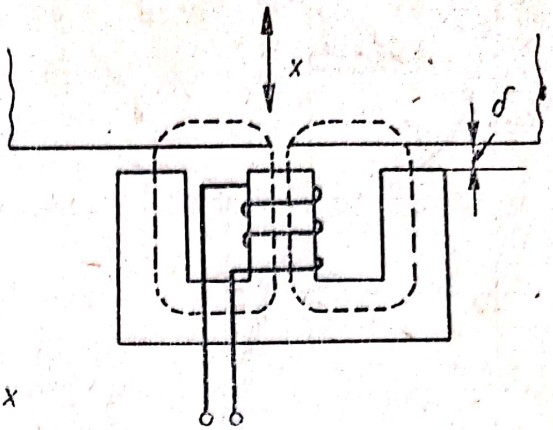


Fig. 5.17

Chiar la valori mici ale întrefierului δ, în relația (5.6) este satisfăcută condiția $l_f/\mu_f A_f \ll \delta/A_a$, deoarece permeabilitatea relativă a fierului este foarte mare ($\mu_f = 10\,000 \ldots 15\,000$). În această situație relația de definiție a reluctanței (5.6) devine:

$$R_m \cong \frac{1}{4\pi 10^{-9}} \frac{\delta}{A_a} \quad [\mathrm{H}^{-1}], \tag{5.7}$$

iar inductanța traductorului:

$$L \cong \frac{4\pi N^2 A_a}{\delta} 10^{-9}. \quad [\mathrm{H}]. \tag{5.8}$$

Se constată că variația inductanței în raport cu modificarea întrefierului se realizează după o hiperbolă (fig. 5.18). Dacă se limitează variația întrefierului la valori $\Delta\delta = (0{,}1 \ldots 0{,}25)\delta_0$, unde δ_0 este valoarea sa inițială, se obține o liniaritate acceptabilă ($e_l = 0{,}1 \ldots 5\%$).

Și în cazul acestui tip de traductor liniaritatea poate fi îmbunătățită prin folosirea a două circuite electromagnetice conectate în mod diferențial (fig. 5.19). Caracteristica unui asemenea montaj este redată în figura 5.20,

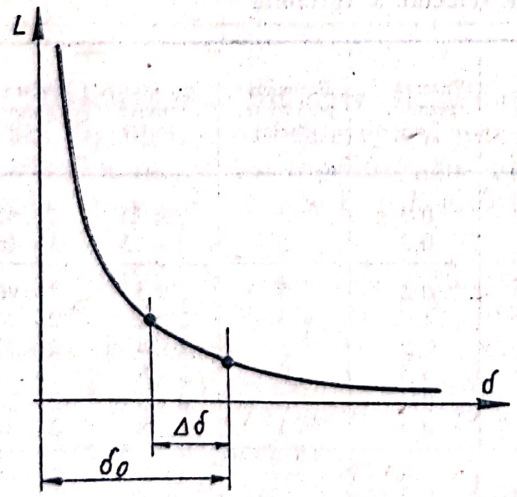


Fig. 5.18

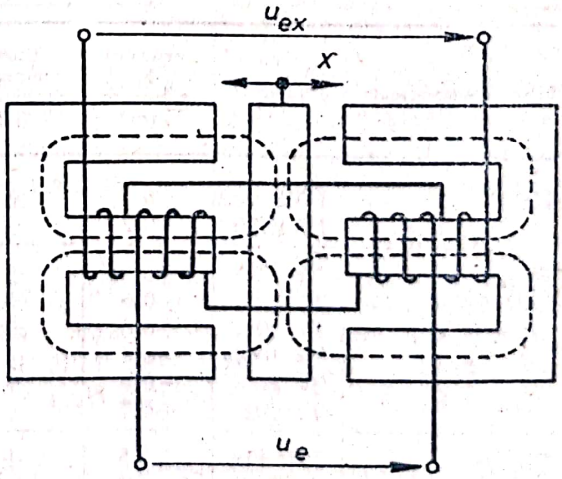


Fig. 5.19

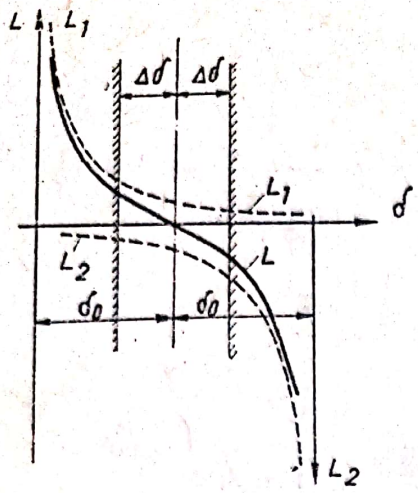


Fig. 5.20

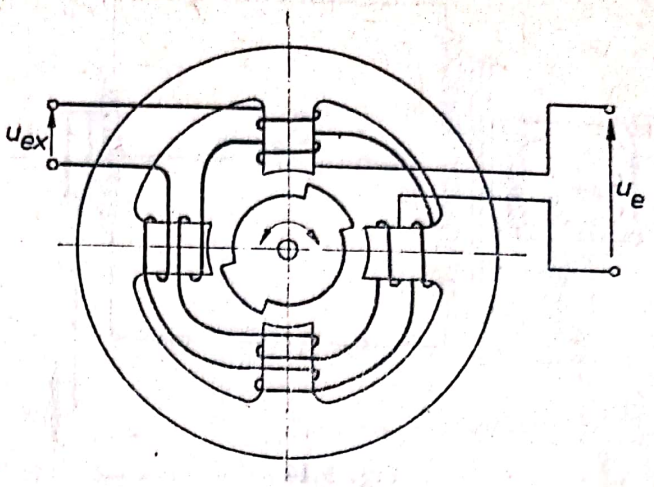


Fig. 5.21

care evidențiază creșterea domeniului de lucru al traductorului la valori $\Delta\delta = (0{,}3 \ldots 0{,}4)\,\delta_0$.

Modificarea reluctanței unui circuit electromagnetic poate fi folosită și pentru construcția de traductoare destinate să măsoare deplasări unghiulare (fig. 5.21). Un asemenea traductor poate măsura deplasări de $\pm 7°$ cu o eroare maximă de neliniaritate de 0,5% și respectiv de $\pm 10°$ cu o eroare de $\pm 1\%$.

Pentru a menține în limite neglijabile forțele de interacțiune electromagnetică între piesa în mișcare și traductor, curentul prin înfășurările acestuia trebuie menținut la valori reduse (tensiune de alimentare 4 ... 6 V). Aparatura electronică aferentă circuitului complet de măsurare este identică cu cea descrisă în cazul precedent.

În tabelul 5.2 sînt indicate cîteva tipuri constructive de traductoare de reluctanță variabilă, împreună cu caracteristicile lor, iar în tabelul 5.3 schemele cîtorva montaje tipice de măsurare.

Tabelul 5.2

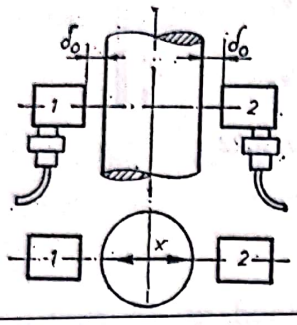
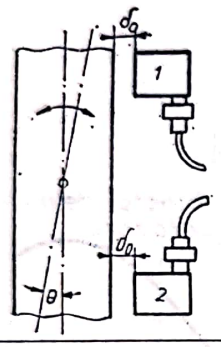
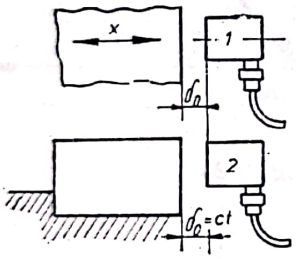
Traductoare inductive de reluctanță variabilă

Firma constructoare	Tipul	Domeniul de măsurare [mm]	Eroarea maximă de neliniaritate [%]	Puterea de rezoluție [μm]	Frecvența purtătoare [kHz]	Inductanța proprie [mH]	Rezistența proprie [Ω]
RFT (R.D.G.)	IWB 102	±0,7	±5	0,1	5	2 × 15	2 × 120
	IWB 202	±0,2	±5	0,3	5	2 × 15	2 × 120
Hottinger-Baldwin (R.F.G.)	Tr 4	±0,45	±1	0,2	5	2 × 5	2 × 90
	Tr 8	±0,6	±1	1	5	2 × 3,5	2 × 26
	Tr 10	±0,6	±1	0,2	5	2 × 8	2 × 33
	Tr 10 D	±0,6	±1	0,5	5	2 × 8	2 × 33
	Tr 20	±0,6	±1	0,1	5	2 × 5	2 × 50
	Tr 102	±0,7	±1	0,4	5	2 × 8	2 × 33
Philips (Olanda)	PR6419	±1,5	±1,5	—	—	—	2 × 65

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 5.3

Scheme de utilizare a traductoarelor de proximitate

Plasarea traductoarelor în raport cu piesa mobilă	Caracteristicile mişcării cercetate
	Măsurarea deplasărilor de translaţie în cazul în care sînt accesibile ambele laturi ale piesei, perpendiculare pe direcţia mişcării
	Măsurarea deplasărilor unghiulare ale unei piese de lungime relativ mare
	Măsurarea deplasărilor de translaţie în cazul în care nu este accesibilă decît o faţă a piesei, perpendiculară pe direcţia mişcării

Traductoarele inductive de inductanţă mutuală variabilă sau traductoarele cu transformator diferenţial sînt construite sub forma unui transformator al cărui miez mobil modifică, în mişcarea sa, factorul de cuplaj între înfăşurarea primară şi cele 2 înfăşurări secundare identice ale traductorului (fig. 5.22).

Conectînd în mod diferenţial cele două înfăşurări secundare se obţin, în funcţie de poziţia miezului feromagnetic, tensiunile de ieşire din traductor indicate în figura 5.23. Poziţiile miezului, egal distanţate faţă de poziţia centrală, produc tensiuni de ieşire de amplitudine egală, însă, defazate cu 180°. În figura 5.24 este indicată caracteristica traductorului şi domeniul de liniaritate al acesteia.

Din punct de vedere electric, funcţionarea traductorului poate fi descrisă prin schema sa echivalentă reprezentată în figura 5.25. Datorită factorilor de cuplaj electromagnetic (inducţie mutuală) M_1 şi M_2, realizaţi prin inter-

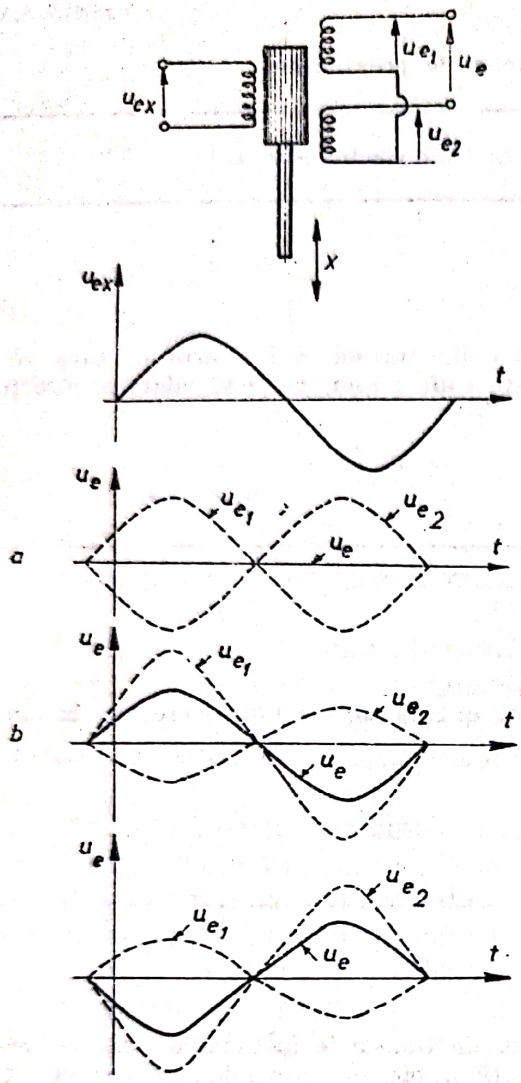


Fig. 5.23:
a — miezul în poziție centrală; *b* — miezul deplasat către în sus; *c* — miezul deplasat către în jos.

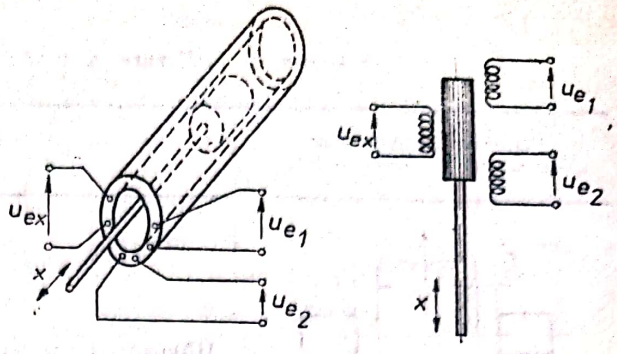


Fig. 5.22

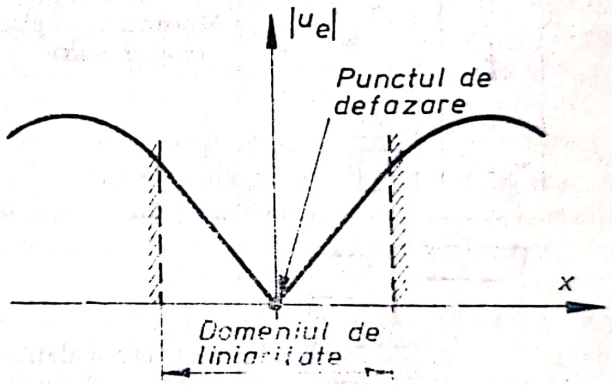


Fig. 5.24

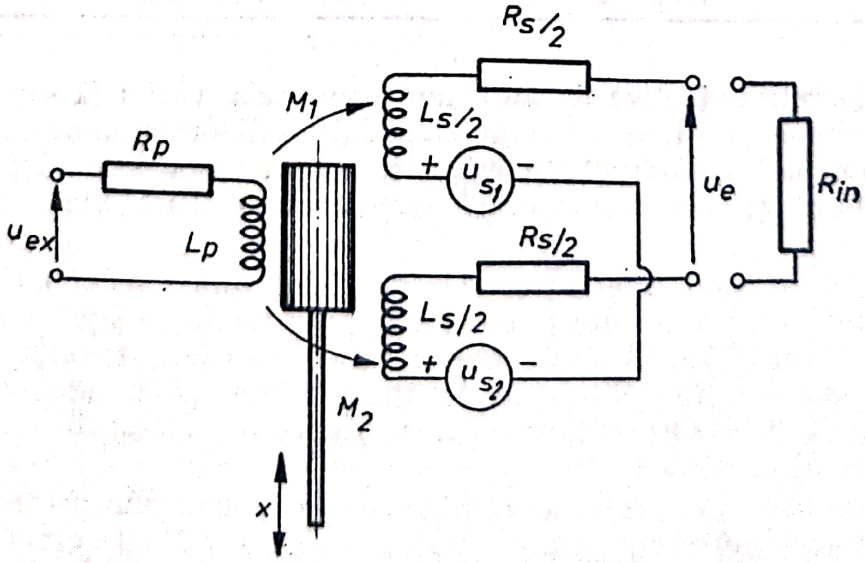


Fig. 5.25

mediul miezului mobil, între înfășurarea primară și cele două înfășurări secundare apar t.e.m. induse reprezentate prin sursele u_{s_1} și u_{s_2}:

$$\begin{cases} u_{s_1} = M_1 \dfrac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} \\ u_{s_2} = M_2 \dfrac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t}, \end{cases} \tag{5.9}$$

de unde rezultă:

$$u_e = u_{s_1} - u_{s_2} = (M_1 - M_2) \frac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t}. \tag{5.10}$$

Scriind ecuația lui Kirchhoff pentru bucla formată de circuitul primar și explicitînd valoarea tensiunii de alimentare

$$u_{ex} = U_{ex} e^{j\omega t} \tag{5.11}$$

se determină în final:

$$\frac{|u_e|}{U_{ex}} = \frac{M_1 - M_2}{R_p} \frac{\omega}{\sqrt{1 + (\omega\tau_p)^2}}, \tag{5.12}$$

$$\varphi = 90° - \operatorname{arctg}(\omega\tau_p), \tag{5.13}$$

unde cu τ_p s-a notat constanta de timp a circuitului primar:

$$\tau_p = L_p/R_p. \tag{5.14}$$

Dacă se ține seama și de influența rezistenței de intrare R_{in} a aparatului la care se conectează traductorul în circuitul de măsurare, în bucla circuitului secundar apare curentul i_s. Scriind relația lui Kirchhoff pentru această buclă se determină în final:

$$\frac{|u_e|}{U_{ex}} = \frac{(M_1 - M_2) R_{in}}{R_p(R_s + R_{in})} \frac{\omega}{\sqrt{[1 + (\omega\tau_p)^2][1 + (\omega\tau_s)^2]}}, \tag{5.15}$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1 - \omega^2\tau_p\tau_s}{\omega(\tau_p + \tau_s)}, \tag{5.16}$$

unde cu τ_s s-a notat constanta de timp a circuitului secundar:

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s + R_{in}}. \tag{5.17}$$

Pentru anularea defazajului φ care apare între tensiunea de ieșire din traductor (u_e) și tensiunea de alimentare (u_{ex}), trebuie îndeplinită condiția:

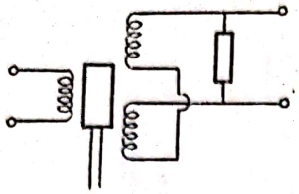
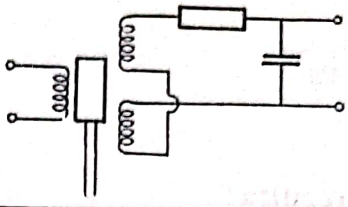
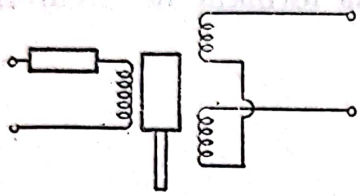
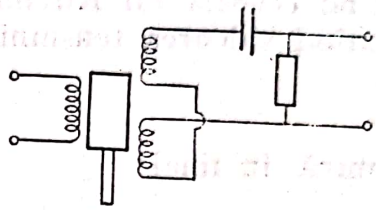
$$\omega^2\tau_p\tau_s = 1. \tag{5.18}$$

Dacă această condiție nu poate fi îndeplinită prin modificarea lui ω trebuie modificate, în sensul dorit, valorile lui τ_s sau τ_p în conformitate cu indicațiile din tabelul 5.4.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 5.4

Rețele de defazare pentru traductoare cu transformator diferențial

	
Micșorează R_{in} Mărește τ_s Defazează în urmă	Defazează în urmă
	
Mărește R_p Micșorează τ_p Defazează înainte	Defazează înainte

Datorită capacităților parazite ale cablajelor, atunci cînd miezul traductorului se află în poziție centrală tensiunea de ieșire nu este nulă. Pentru eliminarea acestei derive de zero este necesar să se adopte un montaj adecvat al traductorului la sursa de tensiune de alimentare. În figura 5.26 este prezentată schema de montaj pentru cazul în care secundarul transformatorului de alimentare este prevăzut cu priză mediană, iar în figura 5.27, schema corespunzătoare cazului în care nu este disponibilă o asemenea priză mediană.

Tensiunea de ieșire din traductor este o tensiune alternativă avînd frecvența egală cu cea a tensiunii de alimentare și amplitudinea modulată de către deplasarea miezului. Aparatura de măsurare comportă în continuare elementele caracteristice ale amplificatorului cu undă purtătoare: amplificator de c.a., demodulator, filtru, aparat de vizualizare sau înregistrare (§ 3.3.2, fig. 3.39).

Traductoarele cu transformator diferențial se construiesc pentru măsurarea unor deplasări de 0,1 ... 80 mm cu o eroare de neliniaritate $e_l \leqslant 0{,}5\%$; tensiunea de alimentare este de 3...15 V și 50 ... 20 000 Hz. În variantele destinate măsurării deplasărilor unghiulare, eroarea de neliniaritate este: $e_l \leqslant 1\%$ pentru un domeniu de măsurare de $\pm 40°$ și $e_l \leqslant 3\%$ pentru $\pm 60°$.

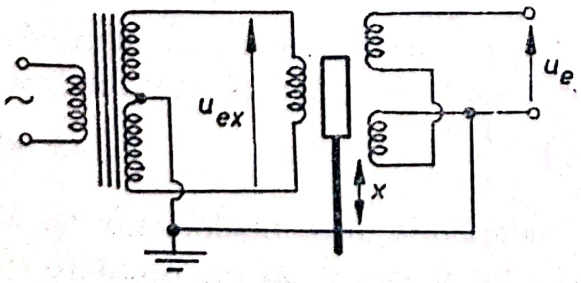


Fig. 5.26

Traductoarele inductive cu pierderi variabile în fier sînt realizate sub forma unor bobine cu miez mobil care intră în componența unui circuit

Scanned with OKEN Scanner

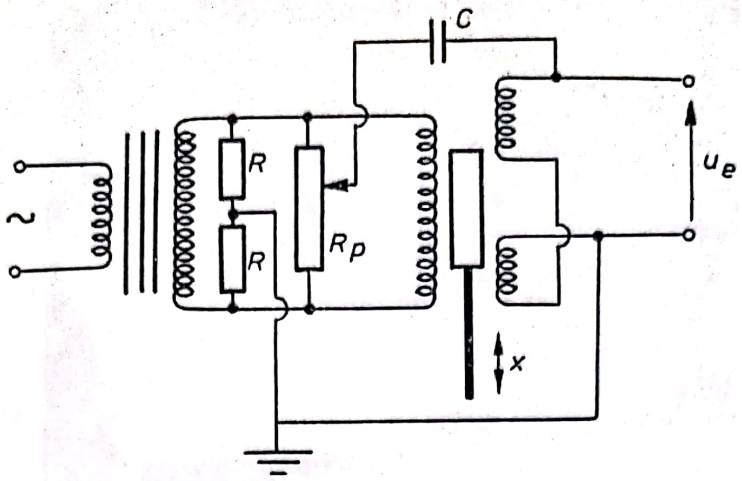


Fig. 5.27

oscilant (fig. 5.28). Cu cît miezul din material feromagnetic pătrunde mai adînc în interiorul bobinei, pierderile în fier cresc şi amplitudinea oscilaţiilor scade. Filtrînd în mod corespunzător tensiunea generată de oscilator, se obţine un semnal a cărui mărime este proporţională cu deplasarea miezului. Liniaritatea unui asemenea traductor este limitată, fapt care îl recomandă cu precădere pentru măsurarea deplasărilor foarte mici (zecimi de mm). Alegînd valori reduse pentru C şi L (construcţie miniaturizată a traductorului) se obţin valori ridicate ale frecvenţei de oscilaţie, fapt care determină posibilitatea ca traductorul să poată fi utilizat la valori mari ale frecvenţei deplasărilor măsurate.

În figura 5.29 este reprezentat un asemenea traductor, realizat la catedra de motoare a Institutului politehnic Bucureşti şi destinat măsurării deplasării acului injectorului la instalaţiile de injecţie a combustibilului în motoarele diesel [8]. Traductorul are un domeniu de măsurare de 1 mm cu o eroare de neliniaritate $e_l \leqslant 1\%$ şi o sensibilitate maximă de 5 V/0,1 mm.

Din punct de vedere dinamic, traductoarele de tip inductiv sînt sisteme de ordinul I(§2.2.2) caracterizate printr-o anumită valoare a constantei lor de timp ($\tau = L/R$). Întrucît circuitul de măsurare în care se conectează traductorul trebuie alimentat în curent alternativ, iar principiul de lucru

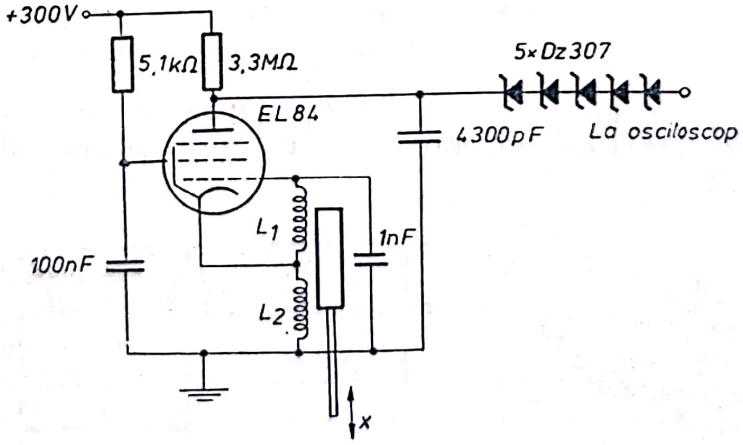


Fig. 5.28

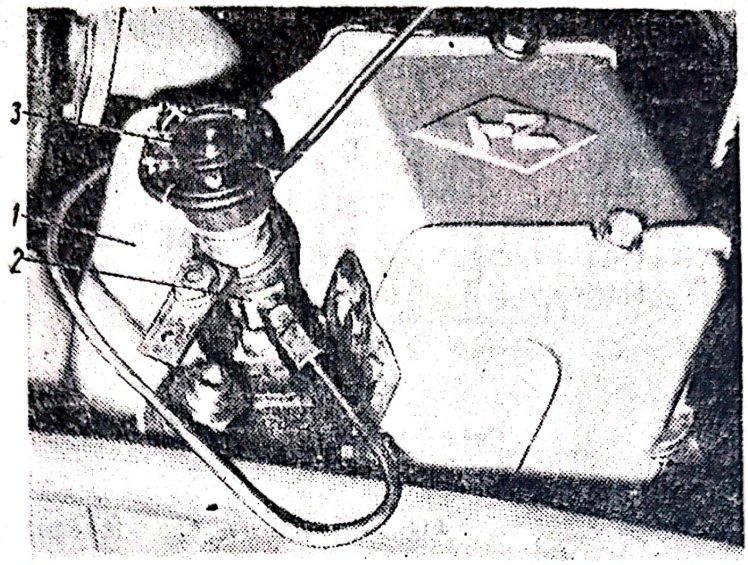


Fig. 5.29:
1 — chiulasa motorului; *2* — injector; *3* — bobina traductorului de cursă a acului injectorului.

al acestuia este acela al modulării tensiunii de alimentare, frecvența maximă de lucru depinde de frecvența tensiunii de alimentare, în conformitate cu indicațiile conținute în §3.3.2, (relația 3.68).

5.1.3. Măsurarea deplasărilor cu traductoare capacitive

Traductoarele capacitive sînt condensatoare electrice a căror capacitate este modificată de deplasarea măsurată.

Capacitatea C a unui condensator plan este precizată de relația:

$$C = 0{,}089\,\varepsilon_r \frac{A}{\delta} \quad [\text{pF}], \tag{5.19}$$

unde ε_r reprezintă permeabilitatea relativă a mediului dielectric aflat între armăturile condensatorului, δ[cm] — distanța dintre armături și A [cm^2] — aria de suprapunere a armăturilor (fig. 5.30). În cazul unui condensator cilindric se obține:

$$C = 0{,}56\,\varepsilon_r \frac{1}{\ln \frac{D}{d}} \quad [\text{pF}], \tag{5.20}$$

unde cu h [cm] s-a notat distanța de suprapunere a celor două armături, cu D-diametrul armături exterioare și cu d-diametrul armăturii interioare (fig. 5.31).

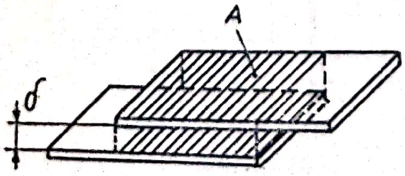


Fig. 5.30

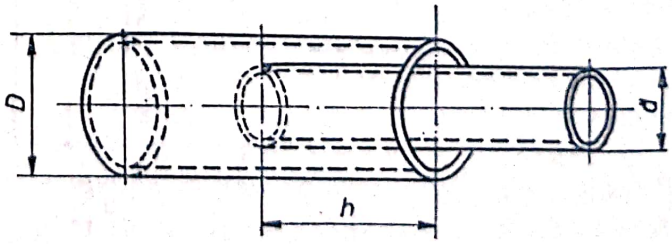


Fig. 5.31

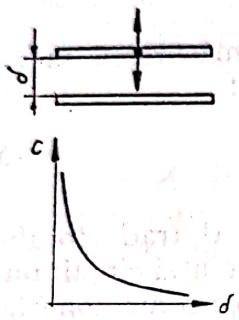
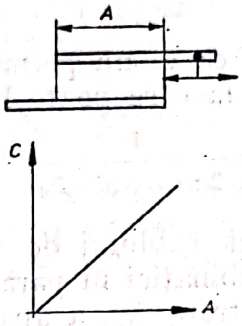
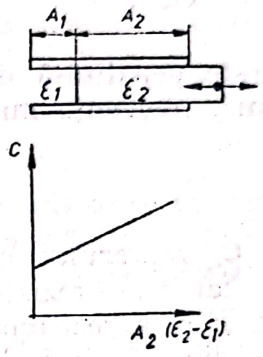
Scanned with OKEN Scanner

La traductoarele capacitive de tip cilindric există o singură posibilitate de modificare a capacității prin intermediul unei deplasări: modificarea distanței h, ceea ce conduce (5.20) la o dependență liniară a capacității în raport cu deplasarea.

La traductoarele capacitive de tip plan există mai multe posibilități de modificare a capacității prin intermediul unei deplasări. Aceste posibilități sînt sintetizate în tabelul 5.5.

Tabelul 5.5

Principii de realizare a traductoarelor de deplasare de tip capacitiv

 $C = \varepsilon \frac{A}{\delta + \Delta\delta}$	 $C = \varepsilon \frac{A + \Delta A}{\delta}$	 $C = \frac{\varepsilon_1 A_1 + \varepsilon_2 A_2}{\delta}$
Modificarea distanței dintre armături	Modificarea ariei de suprapunere a armăturilor	Modificarea constantei dielectrice a mediului situat între armături
Variație hiperbolică a capacității	Variație liniară a capacității	

Singura modificare ce nu produce o variație liniară a capacității cu deplasarea este cea aplicată distanței dintre armăturile condensatorului. Situația este similară cu cea întîlnită în cazul traductoarelor inductive de reluctanță variabilă, fapt ilustrat și de analogia, în raport cu mărimea variabilă δ, a relațiilor (5.8) și (5.19). Observațiile făcute cu ocazia discutării relației (5.8) rămîn valabile și în cazul de față. Traductoarele capacitive, sensibile la modificarea distanței dintre armături, prezintă o importanță deosebită, întrucît, una din armături poate fi materializată de însăși piesa în mișcare, evitîndu-se astfel contactul fizic direct între piesă și traductor.

În privința circuitelor electrice în care se conectează traductoarele de tip capacitiv, o problemă generală o constituie faptul că, la dimensiunile lor uzuale, aceste traductoare posedă o reactanță capacitivă relativ mare (de exemplu, pentru $A = 1\,\text{cm}^2$, $\delta = 2\,\text{mm}$ și $f = 10\,\text{kHz}$ rezultă $|X_c| = 3{,}6\,\text{M}\,\Omega$). Această situație reclamă utilizarea unor montaje electronice cu impedanță de intrare foarte mare (§.3.3.3) pentru transmiterea și prelucrarea ulterioară a semnalului măsurat.

Circuitul cel mai simplu în care poate fi conectat un traductor capacitiv îl constituie circuitul de polarizare (fig. 5.32). Simplitatea acestui cir-

Scanned with OKEN Scanner

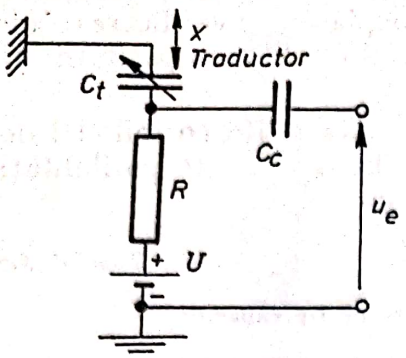


Fig. 5.32

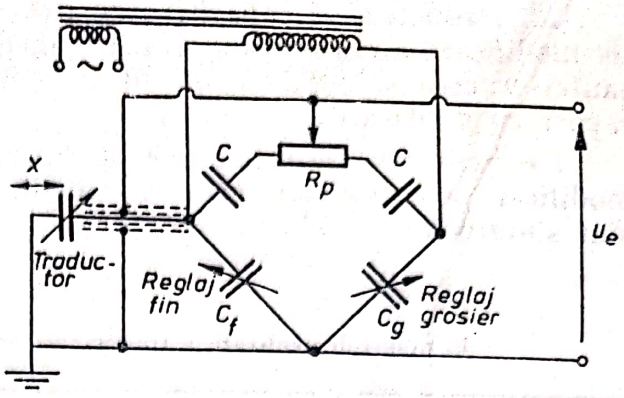


Fig. 5.33

cuit este penalizată de faptul că el nu permite decît măsurarea în regim dinamic, frecvența minimă de la care poate lucra fiind:

$$f_{min} = \frac{1}{2\pi(C_t + C_c)\, R_0} \quad [\text{Hz}], \tag{5.21}$$

unde C_c reprezintă capacitatea cablului de conexiune al traductorului în circuit iar R_0 — rezistența combinației în paralel a rezistenței circuitului de balast R și a rezistenței de intrare R_{in} a aparatului electronic conectat la ieșirea din circuitul de polarizare. Existența acestei frecvențe minime de lucru exclude posibilitatea efectuării unei etalonări statice a traductorului, fapt care face ca circuitul de polarizare să fie foarte rar folosit la măsurarea cu traductoare capacitive.

Circuitul în punte (fig. 5.33) prezintă avantajul că permite etalonarea statică a traductorului și conectarea acestuia în circuit cu un cablu dublu blindat, evitîndu-se astfel influența, asupra procesului de măsurare, a cîmpurilor electrostatice produse de obiectele mobile învecinate.

O variantă interesantă a circuitului în punte o constituie utilizarea traductorului cu condensator diferențial (fig. 5.34). Un asemenea traductor este format dintr-o armătură mobilă care se deplasează între două armături fixe, formînd astfel două condensatoare variabile care se introduc, fiecare, pe cîte un braț al punții de măsurare. La deplasarea armăturii mobile capacitățile celor două condensatoare se modifică în sensuri contrare:

$$\begin{cases} C_1 = \varepsilon \dfrac{A}{a - \Delta x}, \\ C_2 = \varepsilon \dfrac{A}{b + \Delta x}. \end{cases} \tag{5.22}$$

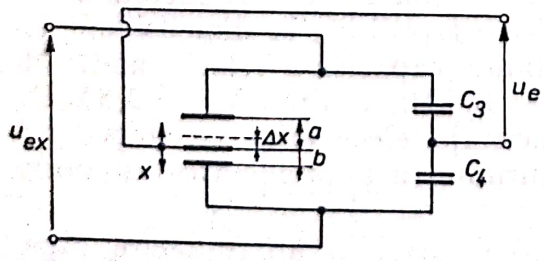


Fig. 5.34

Particularizînd relația (3.16') cu notațiile din figura 5.33 rezultă la echilibru ($\Delta x = 0$):

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{b}{a} = \frac{C_3}{C_4}, \tag{5.23}$$

de unde se deduc valorile capacităților ce trebuie introduse pe celelalte două

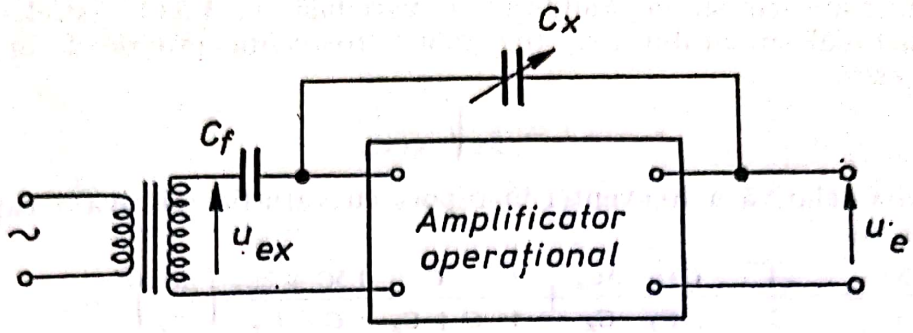


Fig. 5.35

brațe ale punții. Cu notațiile din figura 5.34 și cu respectarea condiției (5.23) rezultă din relația (3.8):

$$u_e = \frac{\Delta x}{a+b} u_{ex}, \tag{5.24}$$

deci, tensiunea de ieșire este direct proporțională cu deplasarea măsurată.

Restul circuitului de măsură, la care se conectează punțile cu traductoare capacitive, este identic cu cel al amplificatoarelor cu undă purtătoare (§ 3.3.2, fig. 3.39).

Un alt circuit de măsurare cu traductoare capacitive, care realizează o dependență liniară între semnalul măsurat și deplasare, poate fi obținut cu ajutorul unui amplificator operațional (§ 3.3.4) conectat ca în figura 5.35. Particularizînd relația (3.75) cu notațiile din figura 5.34 se deduce:

$$u_e = -\frac{C_f}{C_x} u_{ex} = -\frac{C_f u_{ex}}{\varepsilon A} \delta = K\delta. \tag{5.25}$$

Și acest montaj aparține cazului general al amplificatorului cu undă purtătoare, amplificatorul operațional îndeplinind funcțiile de modulator și amplificator.

O categorie deosebită de circuite de măsurare cu traductoare capacitive o constituie circuitele cu modulație în frecvență. În acest caz, traductorul este conectat într-un circuit oscilant, în serie (fig. 5.36), sau în paralel (fig. 5.37) cu condensatorul acestuia. Modificarea capacității traductorului atrage după sine modificarea frecvenței de oscilație, modificare ce este în final con-

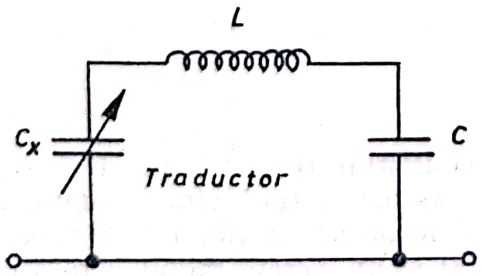


Fig. 5.36

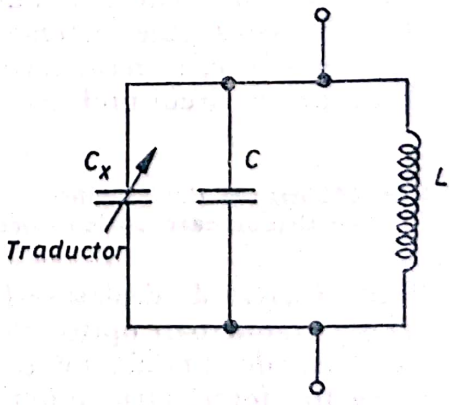


Fig. 5.37

vertită într-un semnal de amplitudine variabilă (§ 3.5.6). Astfel, dacă se consideră cazul circuitului serie (fig. 5.36), frecvența proprie de oscilație a acestuia este:

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C + C_x}{LCC_x}} \tag{5.26}$$

iar variația relativă a frecvenței în raport cu variația relativă a capacității traductorului:

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\,\frac{C}{C + C_x}\,\frac{\Delta C_x}{C_x} + \frac{1}{4}\,\frac{C}{C + C_x}\,\frac{1{,}5C + 2C_x}{C + C_x}\left(\frac{\Delta C_x}{C_x}\right)^2 + \ldots\ldots \tag{5.27}$$

Dacă variația relativă a capacității traductorului $\Delta C_x/C_x$ este mică, atunci termenii de ordin superior al dezvoltării în serie (5.27) se pot neglija și se deduce, în acest caz, că variația relativă a frecvenței de oscilație este direct proporțională cu variația relativă a capacității traductorului.

În tabelul 5.6 sînt indicate cîteva tipuri de traductoare capacitive împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 5.6

Traductoare capacitive

Firma constructoare	Tipul traductorului	Domeniul de măsurare [mm]	Eroarea de neliniaritate [%]	Principiul de funcționare	Tipul circuitului de măsură	Observații
DISA (Danemarca)	51 F 21	±0,001 ±0,01 ±0,1	±0,5 ±1,0 ±5	Fără contact direct, prin modificarea distanței între armături	Cu modulație de frecvență	—
	51D11	±0,001 ±0,01 ±0,1	±0,5 ±1 ±5			Cu micrometru încorporat pentru calibrare statică
	51D05	10 70	0,5%±0,01 mm 0,5%± ±0,05 mm	Modificarea constantei dielectrice dintre armături		

Din punct de vedere dinamic circuitele de măsurare cu traductoare de tip capacitiv constituie sisteme de ordinul I (§ 2.2.2). Frecvența maximă de lucru depinde, ca și în cazul traductoarelor inductive, de frecvența tensiunii de alimentare a circuitului de măsurare (§ 3.3.2, relația 3.68).

5.1.4. Măsurarea deplasărilor cu traductoare optico-electronice

Traductoarele de deplasare fotoelectrice constituie tipul cel mai frecvent utilizat de traductoare optico-electronice. Un asemenea traductor se compune dintr-o sursă de lumină, un sistem optic de focalizare a fluxului luminos, un traductor fotoelectric propriu-zis (§ 4.2.4) și un perete mobil care secționează raza luminoasă incidentă pe traductor (fig. 5.38).

Scanned with OKEN Scanner

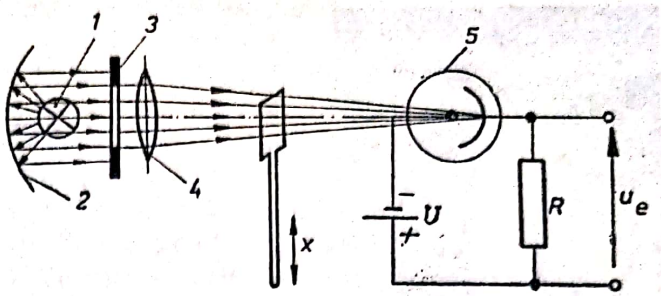


Fig. 5.38:
1 — sursă de lumină; *2* — oglindă; *3* — diafragmă; *4* — lentilă de focalizare; *5* — fotodiodă.

Dacă se corelează în mod corespunzător caracteristicile geometrice și fotometrice ale razei luminoase, cu cele ale elementului sensibil al traductorului fotoelectric, se poate obține o liniaritate foarte bună a traductorului de deplasare. Asemenea traductoare se pot construi atît pentru mișcări de translație cît și pentru mișcări de rotație.[1] În figura 5.39 este reprezentat un traductor construit la Catedra de motoare a I.P.B. [6] pentru măsurarea deplasării acului unui injector de motor diesel. Traductorul folosește ca element sensibil o fotodiodă cu semiconductori.

Pentru a asigura o precizie corespunzătoare pe toată durata măsurării este necesar ca sursa de lumină să fie alimentată de la o sursă de tensiune continuă stabilizată.

O variantă uzuală a acestui tip de traductor o constituie traductorul fotoelectric pentru indicarea poziției arborelui cotit la un motor cu ardere internă [8]. Un asemenea traductor este format dintr-un disc, prevăzut către periferia sa cu un număr de găuri echidistante, care se cuplează rigid cu arborele cotit, și traductorul propriu-zis care se fixează pe cadrul standului de probă cu un dispozitiv care permite reglajul în două plane perpendiculare.

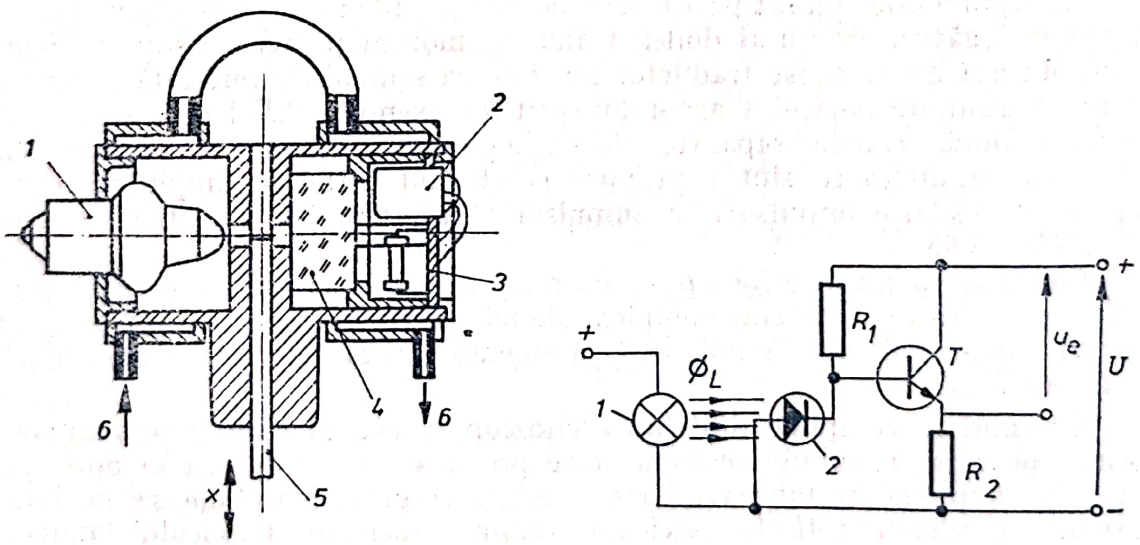


Fig. 5.39:
1 — bec 12V—15W; *2* — fotodiodă; *3* — placă de circuite imprimate; *4* — fereastră de cuarț; *5* — tija de la acul injectorului; *6* — circuit de apă de răcire.

[1] De exemplu traductorul Orion KT 2780-S11 destinat măsurării unghiului de rotație al arborelui cotit în timpul funcționării motorului.

Scanned with OKEN Scanner

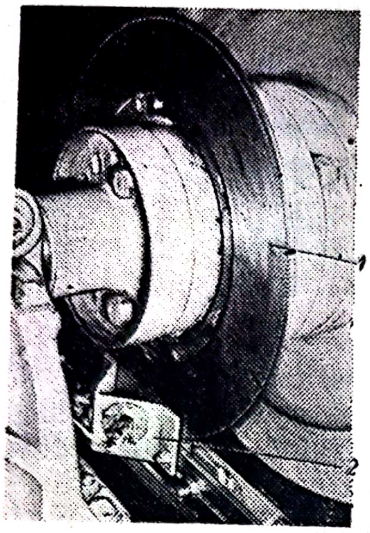


Fig. 5.40:
1 — disc cu 360 orificii echidistante calat pe arborele motorului; *2* — traductor fotoelectric de impulsuri.

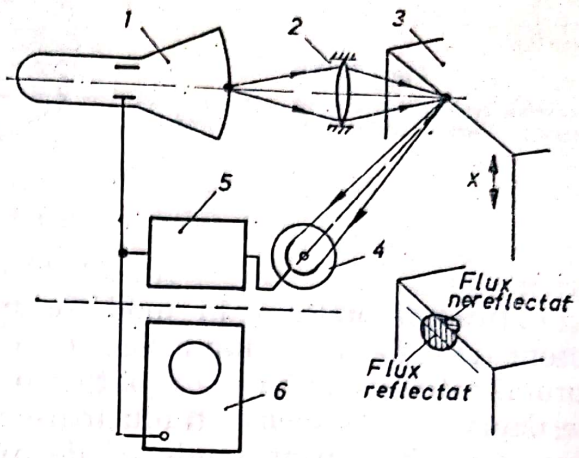


Fig. 5.41:
1 — osciloscop special; *2* — sistem optic de focalizare; *3* — piesa a cărei mișcare se studiază; *4* — fotodiodă; *5* — amplificator; *6* — osciloscop de măsură.

Un asemenea traductor, realizat în catedra de motoare a Institutului Politehnic București este reprezentat în figura 5.40. De fiecare dată cînd orificiul deschide accesul razei de lumină pe fotodiodă, aceasta devine bună conducătoare de electricitate și închide circuitul producînd o cădere de tensiune la bornele unei rezistențe. În funcționare, impulsurile de tensiune sînt aplicate la intrarea unui osciloscop și apar în mod succesiv pe ecranul tubului catodic, marcînd pozițiile arborelui cotit și permițînd astfel corelarea desfășurării unor procese de lucru în funcție de poziția mecanismului motor. Un orificiu suplimentar, plasat pe alt cerc de bază, este practicat pe discul rotitor și pus în legătură cu un al doilea traductor montat pe același suport. Semnalul obținut de la acest traductor servește ca semnal de referință pentru a marca o anumită poziție a arborelui cotit (de exemplu P.M.I.). Pentru a nu necesita două canale separate ale osciloscopului, semnalele obținute la cele două traductoare sînt suprapuse conducînd astfel la amplificarea, în raport cu celelalte impulsuri, a impulsului corespunzător poziției de referință (fig. 3.93).

Combinarea mijloacelor optice cu o aparatură electronică adecvată permite realizarea unor sisteme complexe de măsurare, foarte precise și care nu perturbă deloc mișcarea studiată. O asemenea instalație [1] este reprezentată în figura 5.41.

Sistemul se compune dintr-un osciloscop special al cărui spot luminos, format pe ecranul tubului catodic, este proiectat printr-un sistem optic pe o muchie a piesei în mișcare. Fața muchiei respective trebuie să fie bine lustruită pentru a reflecta fasciculul luminos incident. Fasciculul luminos reflectat este focalizat asupra unei fotodiode iar semnalul produs de aceasta, proporțional cu fluxul luminos primit, este amplificat și transmis plăcilor de deflexie pe verticală ale osciloscopului special și ale unui osciloscop de măsurare. Fluxul luminos care ajunge la fotodiodă este proporțional cu suprafața

[1] Optron Corp.

Scanned with OKEN Scanner

spotului luminos proiectată pe muchia reflectorizantă a piesei în mişcare. Dacă aceasta se deplasează către în jos, suprafaţa proiectată scade, scade fluxul luminos reflectat spre fotodiodă şi totodată şi semnalul de tensiune aplicat plăcilor de deflexie ale osciloscopului special. Acest semnal este suprapus unei tensiuni negative de valoare reglabilă, determinînd astfel o scădere a tensiunii aplicate pe plăcile de deflexie şi o deviere, către în jos a spotului, atît pe ecranul osciloscopului special cît şi pe cel al osciloscopului de măsurare. La deplasarea piesei către în sus procesele se produc în sens invers: suprafaţa proiectată creşte, fluxul luminos reflectat spre fotodiodă creşte şi semnalul de tensiune aplicat osciloscoapelor devine mai pozitiv determinînd deplasarea spoturilor luminoase către în sus. Se realizează astfel o poziţie de echilibru a imaginii spotului pe muchia reflectorizantă a piesei în mişcare, imaginea rămînînd „agăţată" de aceasta şi urmărind mişcarea ei. Sistemul în ansamblu lucrează pe principiul reacţiei inverse, factorul de reacţie fiind determinat în acest caz de modificarea suprafeţei imaginii luminoase pe muchia reflectorizantă a piesei în mişcare. Ca urmare, performanţele instalaţiei de măsurare sînt foarte bune: eroare de neliniaritate $e_l \leqslant 0{,}2\%$, putere de rezoluţie 2,5 μm şi o frecvenţă maximă de lucru de 5 000 Hz. Dezavantajul principal al acestui sistem constă în faptul că necesită efectuarea măsurării în condiţii de obscuritate. Variante mai perfecţionate ale sistemului elimină şi acest dezavantaj.

5.2. MĂSURAREA VITEZELOR

Determinarea vitezei cu care se mişcă un obiect fizic, atunci cînd se cunoaşte prin măsurare directă deplasarea sa, este posibilă pe baza derivării, în raport cu timpul, a legii de deplasare. Cum în majoritatea covîrşitoare a cazurilor practice deplasarea măsurată este convertită într-un semnal electric proporţional, derivarea acestuia se poate efectua în mod direct, cu ajutorul unui circuit adecvat (§ 3.5.4). Aşa cum s-a arătat însă, în § 3.5.4, operaţia de derivare tinde să amplifice în mod exagerat zgomotele electrice şi semnalele nedorite, fapt care determină evitarea utilizării acestui procedeu. Ca urmare, la determinarea vitezei este indicat să se procedeze fie prin integrarea unui semnal provenit dintr-o măsurare a acceleraţiei, fie prin măsurarea directă a vitezei.

Măsurările directe de viteză se efectuează în două variante posibile: măsurarea continuă a valorii instantanee a vitezei sau măsurarea vitezei medii. Ambele procedee sînt aplicabile atît pentru mişcările de translaţie cît şi pentru cele de rotaţie.

5.2.1. Măsurarea vitezelor în mişcarea de translaţie

Funcţionarea traductoarelor pentru măsurarea continuă a vitezelor instantanee de translaţie se bazează pe fenomenul de inducţie electromagnetică. Astfel, dacă o bobină cu N spire este străbătută de un flux magnetic variabil Φ, la bornele ei apare o t.e.m.

$$u = -N \, \mathrm{d}\Phi/\mathrm{d}t. \tag{5.28}$$

Scanned with OKEN Scanner

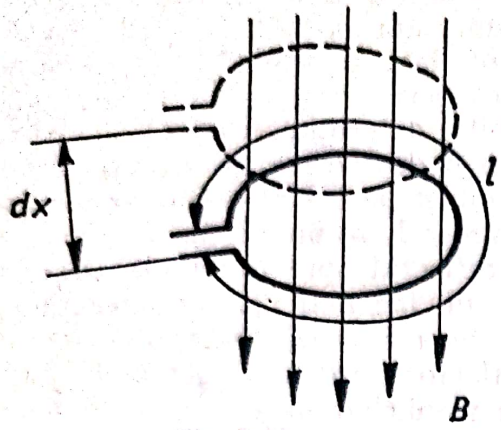


Fig. 5.42

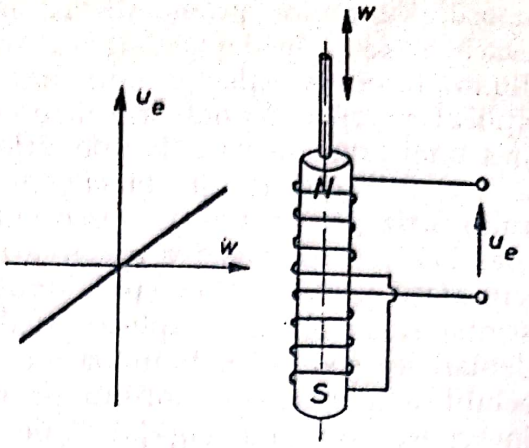


Fig. 5.43

Pe de altă parte, fluxul elementar $d\Phi$, indus într-o spiră, depinde de lungimea acesteia (l), de inducția cîmpului magnetic B și de deplasarea elementară dx a spirei în cîmpul magnetic (fig. 5.42)

$$d\Phi = Bl\,dx, \tag{5.29}$$

deci:

$$u = -NBl\frac{dx}{dt} = Kw. \tag{5.30}$$

Se observă că, pentru un cîmp magnetic de inducție B constantă, t.e.m. indusă este direct proporțională cu viteza relativă dintre cîmp și bobină (w).

Traductoarele de viteză construite în baza acestui principiu se compun dintr-o bobină în interiorul căreia se deplasează un miez mobil format dintr-un magnet permanent (fig. 5.43).

Inducția magnetică a unui magnet permanent este limitată la circa 10 000 Gauss. Ca urmare, mărirea sensibilității traductorului se poate obține numai prin mărirea numărului de spire care, la rîndul său, este limitat de creșterea rezistenței electrice interne a traductorului. În consecință, traductoarele de viteză se confecționează din două bobine înfășurate în sens invers pe aceeași carcasă și conectate în sens diferențial în circuitul de măsură (fig. 5.43).

Asemenea traductoare se construiesc pentru deplasări de 5 ... 200 mm cu rezistențe electrice interne de 0,5 ... 30 kΩ. Ele realizează sensibilități de 50 ÷ 300 mV/(cm/s) și o eroare de neliniaritate $e_l \leqslant 1\%$. Masa părții mobile a traductorului variază între 3,5 ... 70 g.

În multe cazuri de interes practic este importantă numai cunoașterea valorii medii a vitezei de mișcare a unei piese, pe un domeniu de deplasare bine precizat.

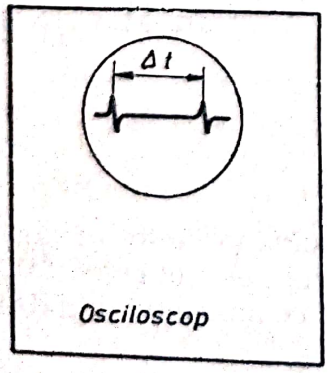


Fig. 5.44

În acest scop, prin diverse mijloace, se pot genera semnale electrice atunci cînd două elemente ale piesei considerate, aflate la o distanță precisă ΔL unul față de celălalt, trec prin dreptul unui traductor adecvat. Reprezentînd impulsurile respective pe ecranul unui osciloscop, prevăzut cu o bază de timp foarte precisă, se poate calcula cu ușurință viteza medie pe intervalul de deplasare considerat (fig. 5.44):

$$w_m = \frac{\Delta L}{\Delta t}. \tag{5.31}$$

Scanned with OKEN Scanner

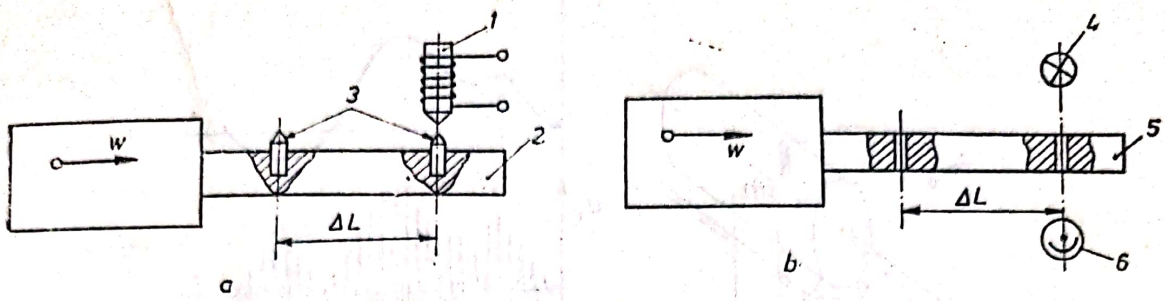


Fig. 5.45:
1 — traductor inductiv; *2* — tije din material neferos; *3* — ştifturi din material feromagnetic; *4* — sursă de lumină; *5* — tije cu orificii; *6* — traductor fotoelectric.

Marcarea distanţei ΔL şi convertirea ei în impuls electric se poate realiza prin mai multe modalităţi, dintre care, cele mai importante sînt indicate în figura 5.45.

5.2.2. Măsurarea vitezelor în mişcarea de rotaţie

Măsurarea vitezelor de rotaţie a arborilor constituie domeniul cel mai caracteristic pentru măsurările de viteză. Ca urmare a acestui fapt s-au dezvoltat numeroase tipuri constructive de tahometre, a căror funcţionare se bazează pe utilizarea unei game foarte variate de fenomene şi efecte fizice.

Tahometrul de curent continuu este construit sub forma unui mic generator de curent continuu, cu magneţi permanenţi. Funcţionarea sa se bazează pe fenomenul inducţiei electromagnetice descris în § 5.2.1, astfel încît, semnalul generat este direct proporţional cu viteza de rotaţie:

$$u_e = \frac{N_p N_c \Phi}{60 N_{pp}} n. \tag{5.32}$$

În relaţia (5.32) N_p reprezintă numărul de poli, N_c-numărul de conductoare pe armătură, N_{pp} — numărul de căi în paralel între periile pozitive şi negative, Φ fluxul magnetic pe pol şi n turaţia.

Teoretic acest tahometru produce o t.e.m. care este proporţională, în fiecare moment de timp, cu viteza unghiulară ω (fig. 5.46). Datorită însă numărului finit de conductori în paralel N_{pp}, semnalul generat prezintă mici fluctuaţii la saltul periilor pe lamelele colectorului.

Cuplat la un voltmetru analogic, tahometrul indică, datorită inerţiei cadrului mobil, o mărime proporţională cu valoarea medie a vitezei de rotaţie (§ 3.6.1).

Tahometrul de curent alternativ îşi bazează funcţionarea tot pe fenomenul inducţiei electromagnetice. El are o construcţie similară cu cea a unei maşini electrice de curent bifazic, cu rotorul în scurtcircuit. Una din faze este

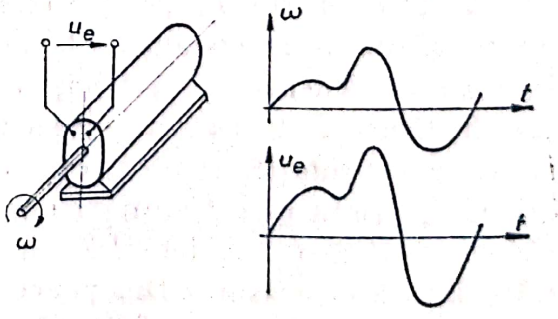


Fig. 5.46

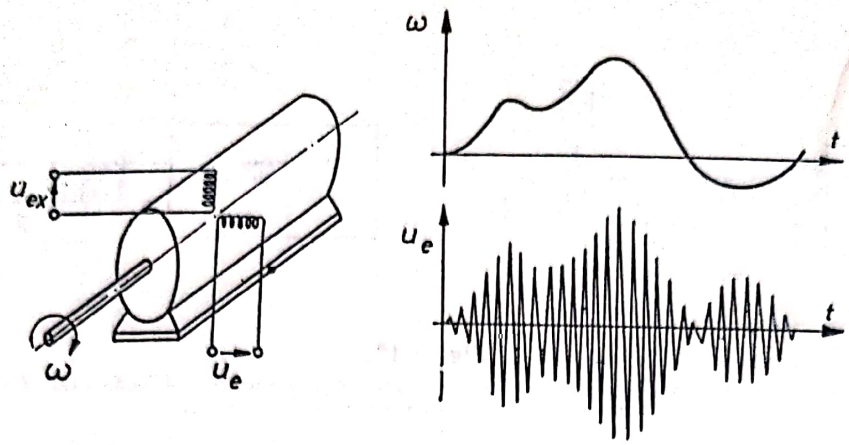


Fig. 5.47

alimentată în curent alternativ sinusoidal iar la bornele celeilalte faze se obține o t.e.m. indusă, avînd aceeași frecvență de variație cu tensiunea de alimentare, dar a cărei amplitudine este proporțională cu viteza de rotație a rotorului (fig. 5.47). Schimbarea sensului de rotație este însoțită de un defazaj de 180° între tensiunea de ieșire u_e și cea de alimentare u_i (fig. 5.47).

Domeniul de utilizare (turația maximă măsurată) este limitat de valoarea frecvenței tensiunii de alimentare. Întrucît principiul de lucru al unui asemenea tahometru este cel al modulației de amplitudine (§ 3.3.2) frecvența maximă a semnalului măsurat trebuie să îndeplinească condiția (3.68).

Tahometrul cu curenți turbionari (fig. 5.48) are rotorul confecționat dintr-un magnet permanent care se mișcă în interiorul unei carcase masive, inducînd în aceasta curenți turbionari. La rîndul lor, curenții turbionari interacționează cu cîmpul magnetic producînd asupra carcasei un cuplu de forțe electromagnetice proporțional cu viteza relativă cîmp-carcasă. Acest cuplu este echilibrat cu ajutorul unui resort, astfel dimensionat, încît să determine o dependență liniară între poziția unghiulară a carcasei și viteza unghiulară a rotorului.

Din punct de vedere dinamic, acest tahometru se comportă ca un sistem de ordinul II, el fiind indicat numai pentru măsurarea vitezelor medii de rotație în regim de lucru stabilizat al arborelui cercetat.

Tahometrul mecanic își bazează funcționarea pe dependența existentă între forța de inerție F_i, la care este supusă o masă m aflată în mișcare de rotație și situată la distanța r față de centrul mișcării, și viteza unghiulară ω: $F_i = mr\omega^2$. Schema de principiu a unui asemenea tahometru este indicată în figura 5.49. Datorită dependenței parabolice dintre forțele de inerție și viteza de rotație, resortul care echilibrează poziția contragreutăților G, sau mecanismul care transmite mișcarea la acul indicator al tahometrului, trebuie să aibă o caracteristică parabolică pentru a permite utilizarea unei scări liniare de măsură. Din punct de vedere dinamic, tahometrul mecanic este tot un sistem de ordinul II.

Scanned with OKEN Scanner

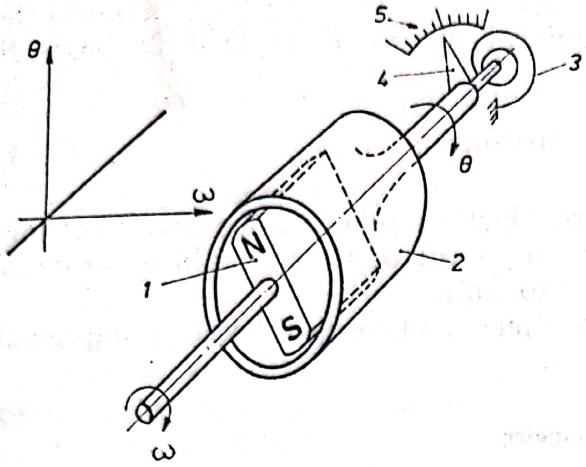


Fig. 5.48:

1 — magnet rotitor; *2* — carcasă masivă; *3* — resort de echilibrare; *4* — ac indicator; *5* — cadran.

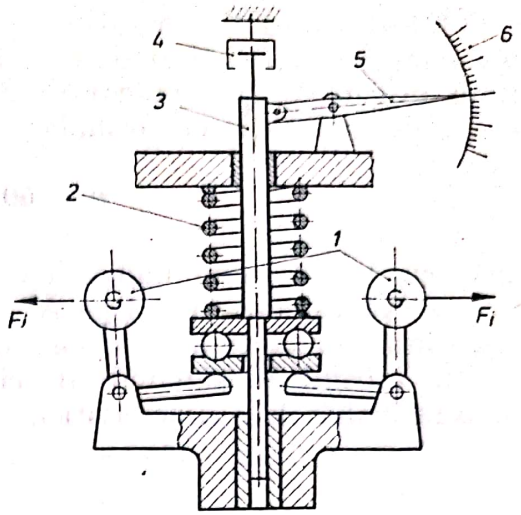


Fig. 5.49:

1 — contragreutăți; *2* — resort; *3*— tijă culisantă; *4* — amortizor; *5* — ac indicator; *6* — cadran.

Tahometrul cu impulsuri se bazează pe principiul numărării impulsurilor produse de un traductor adecvat în decursul unei perioade de timp foarte precis determinate.

Cele mai utilizate tipuri de traductoare, folosite pentru producerea impulsurilor de tensiune sînt: discul cu orificii și traductor fotoelectric (fig. 5.40), sau discul de material neferos cu plăcuțe proeminente de oțel și traductor inductiv (fig. 5.50).

Precizia măsurării depinde de numărul de neregularități (orificii sau proeminențe) practicate pe discul rotitor (frecvența impulsurilor electrice). Astfel, dacă pe discul rotitor sînt practicate 100 de neregularități și intervalul de timp de măsurare este 1 s, la turațiile $n_1 = 1\,000$ rot/min și $n_2 = 10$ rot/min vor fi numărate $100 \times 1\,000/60 = 1\,666$ impulsuri și respectiv $100 \times 10/60 = 16$ impulsuri. Eroarea care poate fi comisă într-un asemenea proces de măsurare este de ± 1 impuls, ceea ce conduce la o eroare complet neglijabilă în primul caz (1/1666) și la o eroare apreciabilă în cel de al doilea ($1/16 \cong 6\%$).

Din acest exemplu se deduce că precizia măsurării este funcție de valoarea turației măsurate și descrește odată cu scăderea acesteia. În consecință, cu cît turația care se măsoară este mai redusă trebuie folosite discuri cu un număr sporit de neregularități.

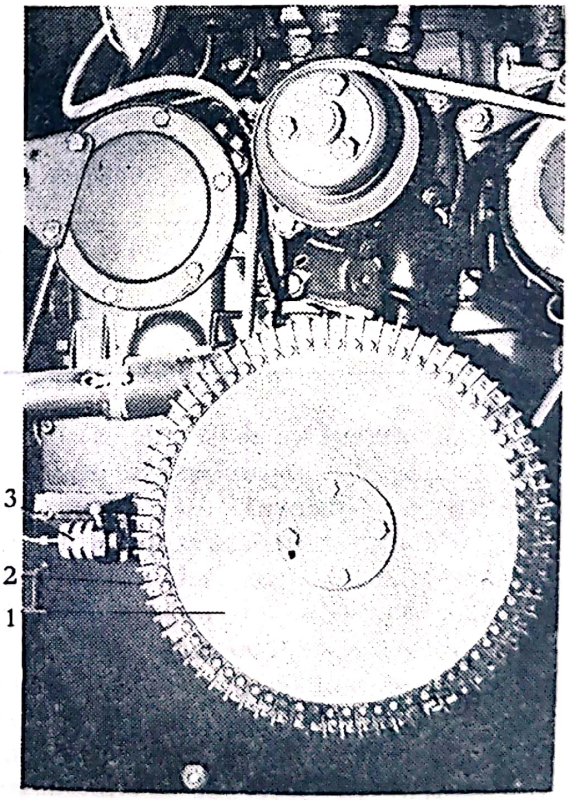


Fig. 5.50:

1 — disc de aluminiu calat pe arborele motorului; *2* — plăcuță de oțel (72 bucăți plasate echidistant la periferia discului); *3* — traductor inductiv.

Scanned with OKEN Scanner

Numărătorul de impulsuri poate fi un frecvențmetru universal [1] sau un numărător specializat de impulsuri la care se poate varia și perioada de timp în care se face numărarea.[2] Numărul de impulsuri citit N poate fi convertit în turație cu formula:

$$n = 60 \frac{N}{N_z} \quad [\text{rot/min}], \tag{5.33}$$

unde cu N_z s-a notat numărul de neregularități practicat pe discul rotitor. Se observă că, dacă se alege $N_z = 60$, numărul de impulsuri înregistrate N reprezintă direct turația arborelui, în rot/min.

În tabelul 5.7 sînt indicate cîteva tipuri uzuale de tahometre împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 5.7

Tahometre

Firma constructoare	Tipul tahometrului	Domeniul de măsurare [rot/min]	Eroarea de măsurare	Principiul de funcționare	Observații
I.E.M.I. (R.S.R.)	N 2601	max. 300 000	2%±1	Măsoară frecvența impulsurilor captate cu un traductor inductiv	Aparatul este construit ca stroboscop electronic dar acceptă și impulsuri de la un traductor inductiv
	N 2401	max. 10 000	1%	Tahometru de curent alternativ	Tahometru încorporat în cuplaje torsiometrice. Aparatul măsoară și momente de răsucire și puteri
I.F.A. (R.S.R.)	Turomat TID 412	max. 10 000	0,1%	—	—
Jaquet (Elveția)	2 200	max. 20 000	0,5%	Tahometru mecanic	—
	2 500	max. 50 000	0,5%	Tahometru mecanic	

Tahometrul stroboscopic își bazează funcționarea pe efectul stroboscopic care constă din imobilizarea aparentă a mișcării arborelui, prin iluminarea acestuia cu ajutorul unei lămpi stroboscopice (§ 4.2.2). Atunci cînd frecvența de iluminare corespunde cu frecvența de rotație a arborelui, impulsul luminos surprinde arborele rotitor mereu în aceeași poziție, ceea ce determină, datorită persistenței imaginii pe retina ochiului observatorului, senzația de imobilitate a arborelui.

Tahometrul stroboscopic constă dintr-o lampă stroboscopică a cărei frecvență de iluminare poate fi reglată în mod continuu cu ajutorul unui oscilator a cărui frecvență de oscilație este indicată pe cadranul unui frecvențmetru. În procesul de măsurare se iluminează arborele și se modifică

[1] De exemplu frecvențmetrul numeric E 0203 (fabricație I.E.M.I. — București).
[2] De exemplu numărătorul universal NUMEPORT 537 A (fabricație I.F.A. — Măgurele)

Scanned with OKEN Scanner

frecvența de iluminare pînă în momentul în care se obține imobilizarea aparentă a mișcării. Pentru a percepe mai ușor acest moment, pe arbore se trasează în prealabil un reper.

Dacă se notează cu f_s frecvența de iluminare citită pe cadranul frecvențmetrului în momentul în care s-a obținut imobilizarea aparentă a mișcării, turația arborelui se determină cu formula:

$$n = 60 f_s \quad [\text{rot/min}]. \tag{5.34}$$

Dacă frecvența maximă de iluminare este inferioară frecvenței de rotație, metoda stroboscopică poate fi încă folosită. Într-un asemenea caz, la obținerea imobilizării aparente a mișcării, arborele face N rotații între două iluminări succesive. Micșorînd frecvența de iluminare se va obține o nouă imobilizare aparentă, pentru care arborele face $N + 1$ rotații între două iluminări succesive. Notînd cu f_1 și f_2 cele două frecvențe succesive de iluminare, pentru care s-a obținut imobilizarea aparentă a mișcării, turația arborelui se calculează cu relația:

$$n = 60 \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2} \quad [\text{rot/min}]. \tag{5.35}$$

La turații foarte mari f_1 și f_2 au valori foarte apropiate și precizia măsurării poate fi afectată negativ. Pentru a evita această situație se prelungește măsurarea determinîndu-se în continuare frecvențele $f_1, f_2, f_3, \ldots, f_{j-1}, f_j$ pentru care se obțin, în mod succesiv, imobilizări aparente ale mișcării. Turația arborelui se determină în acest caz cu relația:

$$n = 60 \frac{f_1 f_j}{f_1 - f_j} (j - 1) \quad [\text{rot/min}]. \tag{5.36}$$

Pentru a putea fi aplicată, metoda stroboscopică reclamă ca arborele să se rotească în mod stabil cu o viteză unghiulară constantă.

În tabelul 5.8 sînt indicate cîteva tipuri de stroboscoape împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 5.8

Stroboscoape

Firma constructoare	Tipul stroboscopului	Frecvența de iluminare [Hz]	Durata iluminării	Puterea și tipul lămpii stroboscopice	Caracteristicile semnalului extern de sincronizare
IEMI (R.S.R.)	N 2601	max. 10 000	< 10 μs	15 W, Xenon	100 $mV_{vv} \div$ 50 V_{vv} $R_{in} = 20$ kΩ
Brüel & Kjaer (Danemarca)	4911	max. 10 000	6,5 μs în utilizare curentă < 10 μs pentru monofulger	15 W, Xenon	100 $mV_{vv} \div$ 280 V_{vv} $R_{in} = 31,5$ kΩ
Philips (Olanda)	PR 9107	max. 500	< 10 μs	40 W, Xenon	0,25 $V_{ef} \div 5$ V_{ef} $R_{in} = 1$ MΩ
General Electric (S.U.A.)	Strobotac 1531 A	→11,5 →69,5 →416 →2 500	3 μs 1,2 μs 0,8 μs 0,5 μs	15×10^6 Cd* 5×10^6 Cd* 1×10^6 Cd* $0,16 \times 10^6$ Cd*	$> 0,35$ V_{ef} sau > 1 V_{vv}

* Valorile respective reprezintă intensitatea luminoasă a fulgerului, în candele.

Scanned with OKEN Scanner

5.3. ETALONAREA TRADUCTOARELOR DE DEPLASARE ŞI VITEZĂ

Pentru a asigura o precizie corespunzătoare măsurărilor de deplasare şi viteză, traductoarele respective, împreună cu întreaga instalaţie de măsurare se supun unei operaţii de etalonare. În cazul măsurărilor de mare precizie, etalonarea trebuie efectuată atît înainte de efectuarea măsurării cît şi după terminarea acesteia, înainte de a se scoate de sub tensiune instalaţia.

Traductoarele de deplasare se etalonează cel mai frecvent în mod static, comparîndu-se indicaţiile obţinute, cu deplasarea imprimată cu ajutorul unui micrometru sau a unor cale de precizie. În figura 5.51 este reprezentată o asemenea instalaţie de etalonare cu şurub micrometric a unui traductor pentru măsurarea deplasării acului unui injector de motor diesel [6].

O altă posibilitate de etalonare, aplicabilă atît traductoarelor de deplasare cît şi a celor de viteză, este aceea a comparării indicaţiilor obţinute, cu cele produse de către o instalaţie etalon, a cărei clasă de precizie trebuie să fie superioară, cu un ordin de mărime, celei care se etalonează.

În cazul instalaţiilor de măsurare a vitezei medii trebuie măsurată cu instrumente de precizie distanţa dintre neuniformităţile ce produc impulsurile electrice şi verificată, cu ajutorul unui oscilator cu cristal de cuarţ termostatat, precizia bazei de timp a osciloscopului de măsurare.

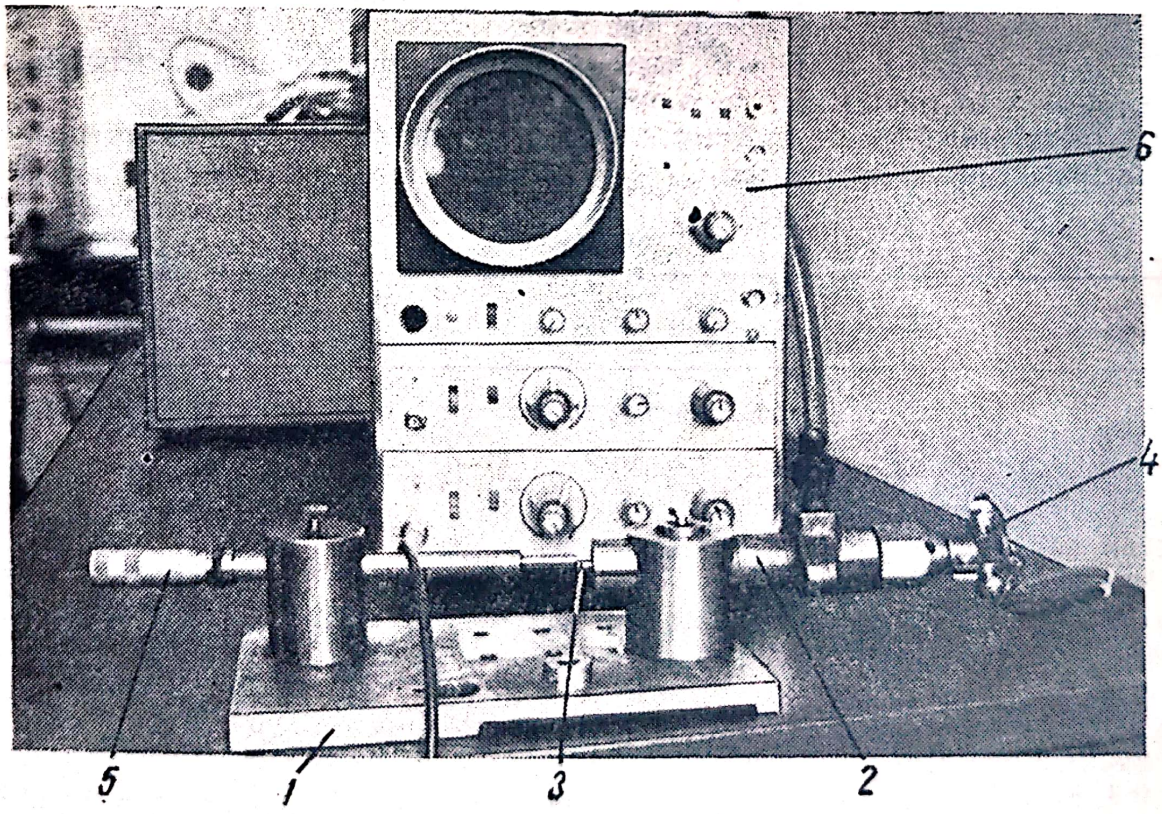


Fig. 5.51:
1 — suportul dispozitivului de etalonare; *2* — corpul injectorului; *3* — tijă de acţionare a împingătorului acului injectorului; *4* — traductor de deplasare de tip inductiv; *5* — şurub micrometric; *6* — osciloscop.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Beckwith, T.G. și Buck, L. N. *Mechanical Measurements* (cap. 9). Addison-Wesley, 1965.
2. Cook, H. N. și Rabinovicz, E. *Phisical Measurements and Analysis.* Addison-Wesley, 1963.
3. Doeblin, E. O. *Measurement Systems, Application and Design* (cap. 4). Mc Graw-Hill, 1966.
4. Grave, H. F. *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* București, Edit. Tehnică, 1966.
5. Harris, C. M. și Crede, Ch. E. *Șocuri și vibrații,* vol. I, (cap. 14 și 15). București, Edit. tehnică, 1968.
6. Manea, A. *Contribuții la studiul caracteristicii de injecție în condițiile apariției golurilor pe traseul pompă-injector.* Teză de doctorat, I.P.B., 1975.
7. Stere, R. *Aparate electronice de măsură și control.* București, Edit. didactică și pedagogică, 1968.
8. Taraza, D. *Contribuții la studiul autoaprinderii în motorul cu aprindere prin comprimare.* Teză de doctorat, I.P.B., 1975.
9. * * * Messtechnische Briefe, Hottinger Baldwin Messtechnik, colecția 1972.
10. Cataloage și prospecte de la firmele IEMI, IFA, Hottinger, DISA, Philips, RFT-VEB, ORION, Brüel & Kjaer, Shandon Southern etc.

Scanned with OKEN Scanner

6

MĂSURAREA EFORTURILOR UNITARE ŞI DEFORMAŢIILOR

Introducere. Activitatea de concepţie a maşinilor termice moderne necesită determinarea precisă a eforturilor unitare şi deformaţiilor, în vederea optimizării corelaţiilor dintre dimensiunile, formele constructive şi proprietăţile materialelor utilizate pentru organele şi structurile componente, pe de o parte, cu solicitările lor termo-mecanice, pe de altă parte. Exigenţele de precizie în cunoaşterea eforturilor şi deformaţiilor se accentuează pe măsura ridicării continue a indicilor de putere, economicitate şi greutate specifică, care implică ridicarea nivelului solicitărilor principalelor componente.

Determinarea prin calcul a eforturilor şi deformaţiilor prezintă serioase dificultăţi din cauza complexităţii formelor constructive şi a condiţiilor de încărcare. Metodele clasice de calcul de rezistenţă al acestor organe şi structuri, întemeiate în majoritatea cazurilor pe o reprezentare extrem de simplificată a formei geometrice şi a încărcării, conduc numai la valori de referinţă faţă de datele statistice din literatură. Progresele remarcabile înregistrate în ultima perioadă în metodologia şi tehnica de calcul, în special prin introducerea metodei elementului finit, au permis rezolvarea unor probleme de interes, cum sînt determinarea distribuţiei de eforturi unitare şi deformaţii în pistonul sau chiulasa unui motor cu ardere internă. Precizia de calcul care se poate asigura prin această metodă este ridicată, deşi rămîne condiţionată de modul de lucru, ca şi de cunoaşterea condiţiilor de contur. Volumul de calcule pe care îl implică constituie un alt factor care limitează domeniul de aplicare al acestei metode.

Activitatea experimentală de măsurare a eforturilor unitare şi deformaţiilor produse de anumite sarcini, constituie din această cauză o componentă inseparabilă, cu mare pondere, a activităţii de concepţie a organelor şi structurilor maşinilor termice. În această activitate se face apel la metodele de măsurare cele mai moderne: tensometria electrică rezistivă, metoda lacurilor casante, fotoelasticitatea, metoda moiré şi cel mai recent, interferometria holografică. Prin particularităţile sale, fiecare dintre aceste metode este preferabilă pentru rezolvarea anumitor probleme.

Scanned with OKEN Scanner

6.1. METODA TENSOMETRIEI ELECTRICE REZISTIVE

6.1.1. Traductorul tensometric rezistiv

Principiul de măsurare. Metoda cu cea mai largă utilizare în prezent pentru măsurarea deformațiilor se bazează pe variația rezistenței electrice a unui conductor sub influența deformației mecanice longitudinale*. Elementul sensibil, izolat electric, se fixează pe suprafața piesei în stare netensionată. În timpul măsurării, elementul sensibil se deformează împreună cu piesa; deformația elementului sensibil rezultă într-o variație proporțională a rezistenței electrice, care se măsoară electric sau electronic.

Rezistența electrică a unui fir conductor este

$$R = \rho \frac{l}{A}, \tag{6.1}$$

unde ρ este rezistivitatea, l — lungimea firului și A — aria secțiunii. Prin logaritmare, diferențiere și trecînd la diferențe finite, relația (6.1) devine

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A}. \tag{6.2}$$

Aria secțiunii firului în relația (6.2) se poate exprima în funcție de diametrul D:

$$\frac{\Delta A}{A} = 2 \frac{\Delta D}{D}. \tag{6.3}$$

Introducînd în continuare alungirea specifică $\varepsilon = \Delta l/l$, deformația specifică transversală $\varepsilon_t = \Delta D/D$ și coeficientul lui Poisson $\mu = -\varepsilon_t/\varepsilon$, relația (6.3) se transformă în

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \varepsilon (1 + 2\mu). \tag{6.4}$$

Dacă se consideră, în primă aproximație, că rezistivitatea ρ nu se modifică prin deformație, și se adoptă pentru coeficientul lui Poisson valoarea 0,3, se obține

$$\frac{\Delta R}{R} = 1{,}6\, \varepsilon.$$

Experimental, se găsește

$$\frac{\Delta R}{R} = k' \varepsilon, \tag{6.5}$$

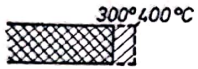
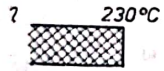
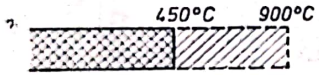
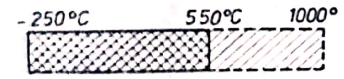
unde k' este o constantă caracteristică a materialului conductorului, numită *coeficient de sensibilitate a materialului*, care se determină experimental. Valoarea coeficientului de sensibilitate pentru materialele din care se fabrică traductoarele tensometrice rezistive uzuale este cuprinsă între 2 și 3,5 (tab. 6.1). Valorile coeficientului de sensibilitate k' indicate în tabelul (6.1) corespund unui fir drept. Traductorul tensometric rezistiv, realizat în general sub forma de grătar, cu mai multe porțiuni drepte, paralele, racordate între

* Fenomenul a fost descris de Kelvin în anul 1856.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.1

Materiale pentru traductoare tensometrice rezistive

Materialul	Domeniul temperaturilor de funcţionare	Coeficientul de sensibilitate k'	Constanta traductorului, k	Coeficientul de sensibilitate la temperatură [Ω/Ω, °C·10⁻]	Rezistenţa electrică Ω/m pentru un fir cu diametrul 0,025 mm	Observaţii
Constantan (Cu 60%, Ni 40%)		2 ... 2,1	1,7 ... 2,15	20	960	Rezultate bune la presiuni ridicate. Cel mai utilizat pentru încercări la temperaturi moderate
„Isoelastic" (Fe 55,5%, Ni 36%, Cr 8%, Mo 0,5%)		3,5	3 ... 3,6	470	2 040	Rezistent la oboseală. Utilizat pentru încercări dinamice. Funcţionează rău în prezenţa unui cîmp magnetic
„Karma" (Ni, Cr, Al)		—	2,4 ... 2,6	—	—	Utilizat pentru încercări statice pînă la 450°C şi încercări dinamice pînă la 900°C
„Nicrom V" (Ni 80%, Cr 20%)		2,1 ... 2,3	2,2 ... 2,6	—	1 920	Utilizat pentru încercări statice pînă la 550°C şi încercări dinamice pînă la 1000°C
Aliaj platin-iridiu (Pt 80 ... 90%, Ir 20 ... 10%)		6	—	—	—	Stabilitate chimică mare. Utilizat pentru încercări dinamice (sensibilitate mare la temperatură)

Obs.: continuu intermitent

Scanned with OKEN Scanner

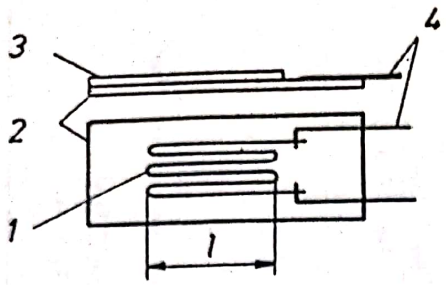


Fig. 6.1:
1 — grila traductorului; *2* — suport; *3* — foiță de protecție; *4* — fire de conexiune.

ele prin bucle (fig. 6.1) prezintă o sensibilitate mai mică. Pentru caracterizarea sensibilității efective a traductorului se definește *constanta traductorului*

$$k = \frac{1}{\varepsilon} \cdot \frac{\Delta R}{R}, \tag{6.6}$$

care este indicată de firmele producătoare.

Valoarea constantei traductorului este mai mică decît a coeficientului de sensibilitate (v. tab. 6.1). Desigur că o valoare cît mai ridicată a coeficientului de sensibilitate a traductorului este favorabilă, în vederea măsurării deformațiilor mici cu o instalație mai puțin sensibilă.

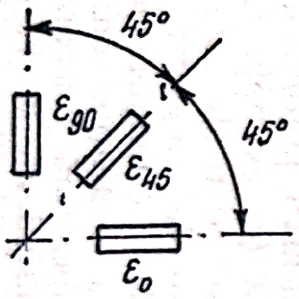
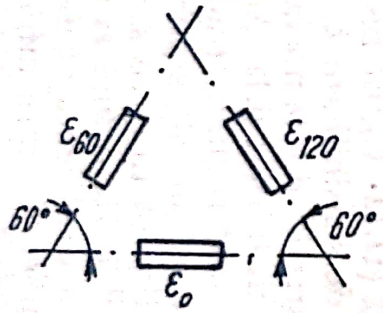
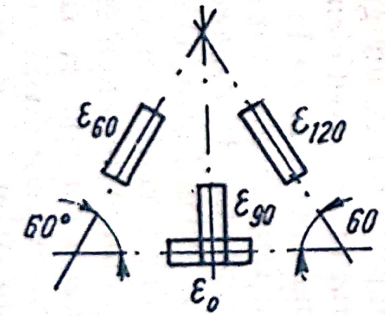
Din relația (6.6), se mai observă că pentru obținerea unui semnal util cît mai mare, este favorabil ca traductorul tensometric să aibă o rezistență R cît mai mare. În acest sens, este necesar ca diametrul firului traductorului să fie redus, iar materialul să aibă o rezistivitate mare. O valoare obișnuită a rezistenței traductorului este de 120 Ω; unele variante ajung însă pînă la 1000 Ω. Traductoarele cu rezistențe mai mari sînt perturbate comparativ mai mult de defectele de izolație; pe de altă parte traductoarele cu rezistențe mai mari sînt executate dintr-un fir mai subțire, deci mai fragil.

Rezistența electrică a traductorului tensometric mai depinde, în afară de starea de deformație, de temperatură. Modificarea rezistenței electrice sub influența variației temperaturii în timpul măsurării intervine ca un semnal perturbator, care influențează semnalul util. Diferențele de dilatare dintre piesa cercetată și elementul sensibil al traductorului intervin ca o sursă suplimentară de eroare; deformația corespunzătoare a elementului sensibil modifică rezultatul măsurării. Există mai multe metode de eliminare a influenței temperaturii (v. § 6.1.2). În orice caz, este de dorit ca sensibilitatea rezistenței electrice a materialului la variația de temperatură, care se poate aprecia prin variația relativă a rezistenței la o variație de temperatură de un grad ($\Omega/\Omega \cdot °C$), să fie cît mai redusă. Materialele caracterizate prin coeficienți de sensibilitate k' mai mari, prezintă în general și o sensibilitate mare la variația de temperatură (de exemplu aliajul isoelastic, față de constantan, în tabelul 6.1). Această particularitate este luată în considerare la alegerea materialului traductorului, adecvat unui anumit mod de utilizare. Pentru măsurările statice, la care temperatura poate înregistra variații semnificative în timp ce sarcina se menține constantă, se preferă un material cu sensibilitate redusă la temperatură (constantan), cu sacrificarea corespunzătoare a coeficientului de sensibilitate k'. Pe de altă parte, pentru măsurările dinamice, la care influența variațiilor rapide ale sarcinii este cu mult mai mare decît a variațiilor lente în timp pe care le suportă temperatura, se preferă un material cu coeficient de sensibilitate k' mare (isoelastic).

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.2

Relații de calcul pentru definirea stării plane de eforturi unitare, pe baza măsurărilor cu traductoare tensometrice rezistive

Tipul rozetei	Eforturi unitare principale	Alungiri specifice principale
	$\sigma_{1,2} = \frac{E}{2}\left[\frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{90}}{1-\mu} \pm \frac{1}{1+\mu} \cdot \sqrt{(\varepsilon_0 - \varepsilon_{90})^2 + (2\varepsilon_{45} - \varepsilon_0 - \varepsilon_{90})^2}\right]$	$\varepsilon_{1,2} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{90}}{2} \pm \frac{\sqrt{2}}{2}\sqrt{(\varepsilon_0 - \varepsilon_{45})^2 + (\varepsilon_{45} - \varepsilon_{90})^2}$ $\operatorname{tg} 2\varphi_1 = \frac{2\varepsilon_{45} - (\varepsilon_0 + \varepsilon_{90})}{\varepsilon_0 - \varepsilon_{90}}$
	$\sigma_{1,2} = E\left[\frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{90} + \varepsilon_{120}}{3(1-\mu)} \pm \frac{1}{1+\mu} \cdot \sqrt{\left(\varepsilon_0 - \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3}\right)^2 + \left(\frac{\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120}}{\sqrt{3}}\right)^2}\right]$	$\varepsilon_{1,2} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60} + \varepsilon_{120}}{3} \pm \frac{\sqrt{2}}{3}\sqrt{(\varepsilon_0 - \varepsilon_{60})^2 + (\varepsilon_0 - \varepsilon_{120})^2 + (\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})^2}$ $\operatorname{tg} 2\varphi_1 = \frac{\sqrt{3}(\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})}{2\varepsilon_0 - \varepsilon_{60} - \varepsilon_{120}}$
	$\sigma_{1,2} = \frac{E}{2}\left[\frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_{90}}{1-\mu} \mp \frac{1}{1+\mu} \cdot \sqrt{(\varepsilon_0 - \varepsilon_{90})^2 + \frac{4}{3}(\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})^2}\right]$	$\varepsilon_{1,2} = \frac{\varepsilon_0 + \varepsilon_{60}}{2} \pm \frac{\sqrt{2}}{3}\sqrt{(\varepsilon_{120} - \varepsilon_{90})^2 + (\varepsilon_{90} - \varepsilon_{60})^2 + (\varepsilon_{120} - \varepsilon_{60})^2}$ $\operatorname{tg} 2\varphi_1 = \frac{2(\varepsilon_{60} - \varepsilon_{120})}{\sqrt{3}(\varepsilon_0 - \varepsilon_{90})}$

Scanned with OKEN Scanner

Construcția traductorului. Un traductor tensometric rezistiv constă din următoarele elemente: *grila* metalică, sau *semiconductorul*, care constituie partea sensibilă a traductorului; *suportul*, necesar pentru fixarea mecanică a grilei sau semiconductorului și pentru izolarea electrică față de piesa cercetată, constituind și captorul care sesizează deformația piesei; *adezivul*, care fixează elementul sensibil pe suport și întregul traductor pe piesă.

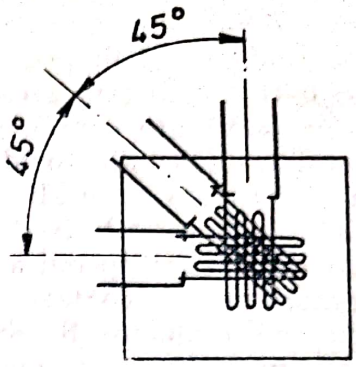


Fig. 6.2

Construcția traductorului trebuie să satisfacă următoarele cerințe: a) să asigure, prin modul de înfășurare a grilei, măsurarea pe o suprafață cît mai mică (eroarea absolută la măsurarea tensiunilor este $\Delta\sigma = Cl_b \cdot d\sigma/dl$, unde l_b este lungimea bazei traductorului, C — factorul de proporționalitate, $C = 0{,}15 \ldots 0{,}50$); b) să realizeze un transfer de căldură bun de la grilă la piesa cercetată, pentru a se mări curentul de alimentare a grilei, de care depinde sensibilitatea măsurării; c) să prezinte o sensibilitate redusă la deformațiile transversale; d) să protejeze grila de deteriorările mecanice; e) să necesite un timp cît mai redus de pregătire a măsurării; f) să fie simplu de fabricat.

Principalele tipuri constructive de traductoare cu fir se arată în figurile 6.1 și 6.2. Față de traductorul simplu, cu grilă plană (fig. 6.1), *traductorul rozetă* (fig. 6.2) prezintă o construcție compusă din două, trei sau patru grile, dispuse suprapus sau alăturat pe un suport comun. Rozeta cu două grile plane perpendiculare permite studiul stării plane de tensiune, dacă se cunosc direcțiile principale; în cazul contrar se folosesc rozetele cu trei și patru grile, dispuse la 30°, 45° sau 60°. În tabelul 6.2 se dau relațiile de calcul al eforturilor unitare principale și deformațiilor corespunzătoare valorilor măsurate cu rozetele cu trei și patru grile.

Traductorul cu folie se fabrică prin decupare fotochimică dintr-o foiță metalică de 1 ... 12 μm grosime. Procedeul permite realizarea formelor obișnuite de grătar plan sau rozetă (fig. 6.3, *a*), precum și a altor forme, adecvate unor utilizări speciale, spre exemplu în schelet de pește, pentru măsurarea deformației arborilor în rotație (fig. 6.3, *b*). Avînd o suprafață mai mare de evacuare a căldurii, traductoarele cu folie permit creșterea curentului de lucru cu 40 ... 50% față de traductoarele cu grilă plană.

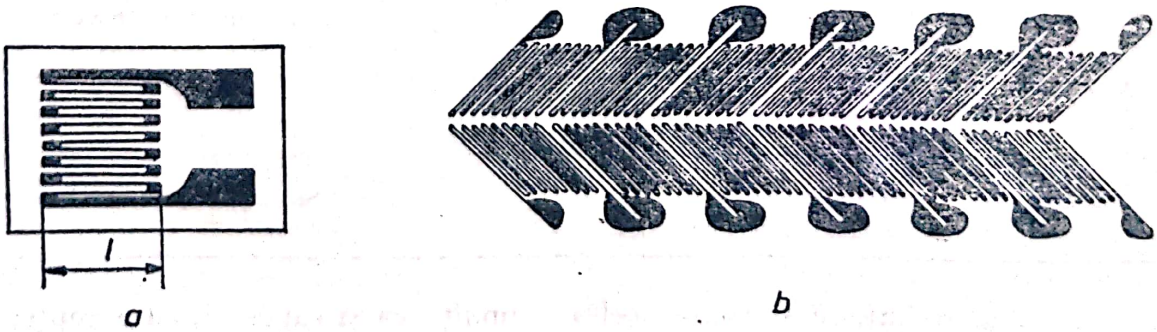


Fig. 6.3

Scanned with OKEN Scanner

Traductorul cu semiconductor se prezintă în mod obișnuit sub forma de bastonaș paralelipipedic minuscul (2 ... 7 mm lungime, 0,1 ... 0,5 mm lățime și 0,01 ... 0,05 mm grosime) fixat pe suport; la extremitățile bastonașului sînt prevăzute contactele electrice metalice. Avantajul principal al traductorului semiconductor derivă din sensibilitatea sa la deformație, cu mult mai mare decît a celorlalte traductoare (constanta traductorului ± 100 ... 180, față de 2 ... 3,5 la traductoarele cu fir sau folie). Variația rezistenței electrice cu deformația specifică ε nu este însă liniară și depinde de orientarea cristalină, de rezistivitate, temperatură etc. Marea sensibilitate a traductorului cu semiconductor îl recomandă în primul rînd pentru încercările dinamice, sau măsurarea deformațiilor foarte mici.

Suportul traductorului se execută din materiale pentru care se impun următoarele cerințe: a) absența histerezisului; b) rezistență la adversitățile ambiante (încălzire, umiditate); c) elasticitate, pentru a permite fixarea traductorului pe suprafețe curbe; d) rezistență mecanică suficientă pentru a transmite elementului sensibil deformațiile piesei; e) proprietăți electrice izolante. Materialele actuale satisfac numai parțial aceste cerințe, ceea ce limitează utilizarea lor (tab. 6.3).

Tabelul 6.3

Materiale pentru suporturi de traductoare tensometrice rezistive

Material	Condiții admise de lucru		Posibilități de utilizare
	Interval de temperaturi, [°C]	Umiditate	
Hîrtie	− 180° ... + 80°	În condiții de umiditate, se protejează	Se aplică ușor pe suprafețe curbe
Rășină epoxi	− 200° ... + 120°	−	Suportul poate fi foarte subțire, pentru aplicarea pe suprafețe curbe
Bachelită (fenol-formaldehidă)	− 240° ... ... + 180°(260°)	−	Traductoare cu fir. Pentru timp scurt maximum 260°C
	− 240° ... ... + 230°(320°)	−	Traductoare cu folie. Pentru timp scurt maximum 320°C
Mică	< 1 000°	−	−
Suport metalic	Temperaturi maxime peste 1000°	−	Se fixează prin sudare sau cimentare

Adezivul trebuie să satisfacă aceleași condiții ca și suportul, cu excepția elasticității. Alegerea adezivului adecvat se face tot prin compromis, în funcție de condițiile utilizării (tab. 6.4).

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.4

Adezivi pentru mărci tensometrice

Materialul	Condiții admise de lucru		Tipul suportului adecvat	Dificultatea operației de lipire	Posibilități de utilizare
	Interval de temperatură [°C]	Umiditate			
1. *Adeziv cu solvent* ex: normal celuloid-acetonă	< 70 ... 80°	Foarte redusă	Hîrtie	Redusă	Rezistență mecanică și electrică adecvată. Aderă foarte bine la suprafețe
2. *Adeziv cu întărire prin reacție chimică*: — cu bachelită (fenolformaldehidă)	80° ... 300°	Ridicată	Bachelită	Medie	—
— răşini epoxi cu întărire la temperatura camerei	< 70°	Ridicată	—	Medie	Perioada de întărire 1 ... 3 zile
— răşini epoxi cu întărire după încălzire	< 200° ... ... 250°	Ridicată	—	Mare	Perioada de întărire depinde de compoziție
— ciano-acrilați (cu întărire rapidă)	< 70°	Foarte redusă	Toate tipurile	Mare	Perioadă de întărire 2...3 min
3. *Adeziv termoplastic*	< 40°	—	Traductoare care suportă 140°C	Se aplică la 140°	Se înmoaie la 140°, ceea ce permite recuperarea traductorului
4. *Adezivi ceramici* — răşină silicon cu mică	< 320°	—	—	Încălzire la montaj la 150—315°	Rezistență de izolație mică peste 320°; lipsă de adeziune peste 540°C
— silicat de sodiu	< 625°	—	—	Încălzire la montaj la 315°C	Acțiune corosivă asupra sîrmei
— fosfat de aluminiu	< 625°	—	—	Încălzire la montaj la 200 ... 315°C	Rezistivitate scăzută peste 625°C
— frită de email cu oxid de crom	—	—	—	Încălzire la montaj la 1000°	Se poate utiliza ca strat de grund

Scanned with OKEN Scanner

Limitele de solicitare a traductoarelor tensometrice rezistive se pot preciza după cum urmează [3]:

— deformația maximă măsurată, în medie, este $\varepsilon \approx 5 \cdot 10^{-3}$, ceea ce corespunde pentru oțel, cu $E = 2{,}1 \cdot 10^6$ daN/cm², unui efort unitar $\sigma = 10\,500$ daN/cm², care depășește valorile uzuale; pînă la această limită, liniaritatea traductorului este satisfăcătoare;

— curentul de lucru, de care depinde gradul de încălzire a traductorului se limitează astfel: a) pentru traductoare cu fir, sub 180 ... 195 mA, pentru $R = 200\ \Omega$ și respectiv sub 140 ... 185 mA, la $R = 500\ \Omega$; b) pentru traductoare cu folie, care disipează mai bine căldura, sub 800 ... 1 400 mA, pentru traductoare cu $R = 50\ \Omega$ și respectiv 580 ... 650 mA, la $R = 200\ \Omega$; c) pentru traductoare cu semiconductoare 60, 30 și 12 mA, la o rezistență de 50, 120 și respectiv 300 Ω;

— temperaturile de lucru sînt indicate în tabelele 6.1, 6.3 și 6.4.

6.1.2. Instalația electrică de măsurare

După cum s-a menționat în paragraful precedent, deformațiile specifice care se măsoară în mod uzual sînt de ordinul $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-3}$. Un traductor tensometric rezistiv cu fir sau cu folie, caracterizat printr-o constantă $k = 2$, va înregistra variații corespunzătoare de rezistență de ordinul $\Delta R/R = 2 \cdot 10^{-3}$; considerînd o valoare obișnuită $R = 120\ \Omega$, se obține $\Delta R = 120 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0{,}24\ \Omega$. Pentru evaluarea mai completă a dificultăților de măsurare, trebuie menționate considerentele de precizie și sensibilitate. Dacă se impune o precizie de 1% și în mod corespunzător, o sensibilitate sub 1%, instalația de măsurare trebuie să sesizeze o variație de rezistență $\delta R = 1 \cdot 10^{-2} \cdot \Delta R = 2{,}4\ \text{m}\Omega$, deci sensibilitatea relativă necesară este $\delta R/R = 2{,}4 \cdot 10^{-3}/120 = 2 \cdot 10^{-5}$.

Traductorul tensometric rezistiv, care are o rezistență de 100 ... 1 000 Ω, trebuie asociat prin urmare unei instalații electrice de măsură caracterizată printr-o sensibilitate relativă și o precizie de ordinul $2 \cdot 10^{-5}$.

Instalațiile de măsurare folosite în tensometrie cuprind în general o *punte Wheatstone* sau un *circuit potențiometric*, care transformă variația de rezistență a traductorului într-o variație proporțională de tensiune sau curent. Schema bloc generală a instalației de măsură este reprezentată în figura 6.4. Traductorul tensometric rezistiv este conectat de obicei în instalația de măsurare printr-un *dispozitiv de conectare*, care asigură posibilitatea efectuării măsurării cu mai multe traductoare, la măsurările statice (comutator cu ploturi), sau efectuarea măsurărilor la piese în mișcare (de ex. contact cu inele și perii pentru măsurări la arbori în rotație). Semnalul electric de tensiune

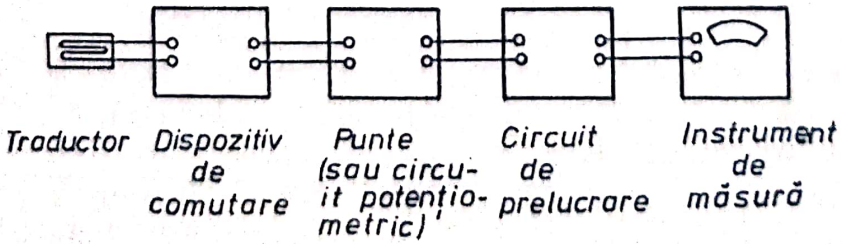


Fig. 6.4

Scanned with OKEN Scanner

sau curent la ieşirea din punte sau din circuitul potenţiometric este transmis *circuitului de prelucrare* (pentru amplificare, eventual demodulare şi filtrare) şi apoi se introduce în *instrumentul de măsurare* (la măsurări statice) sau *aparatul înregistrator* (la măsurări dinamice). Uneori instrumentul de măsurare este conectat direct la circuitul traductor.

Circuitul electric în punte. Variaţia de rezistenţă a traductorului tensometric se măsoară cel mai adesea prin compararea cu rezistenţe fixe, cunoscute, în schema clasică a punţii Wheatstone, după trei metode:

— *metoda punţii echilibrate (metoda la nul)*, care este cea mai precisă, aplicată la măsurări statice;

— *metoda punţii dezechilibrate (metoda deviaţiei)*, cu determinarea tensiunii sau a curentului de dezechilibru, aplicată la măsurări dinamice;

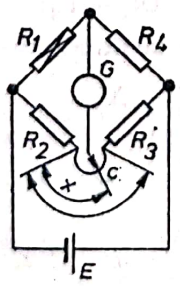
— *metoda punţii de referinţă*, care este tot o metodă cu echilibrare, utilizîndu-se în acest scop o punte suplimentară, care produce un semnal egal şi de semn contrar.

Metoda punţii echilibrate se aplică pe mai multe scheme electrice, diferite prin sistemul de echilibrare folosit. La sistemul reprezentat în tabelul 6.5 cu alimentare în curent continuu, rezistenţa reglabilă de echilibrare nu este plasată pe braţele punţii, pentru ca rezultatul măsurării să nu fie influenţat de rezistenţa de contact, necunoscută şi variabilă. Cu notaţiile din figură, relaţia de legătură dintre variaţia rezistenţei de reglaj şi variaţia rezistenţei traductorului este (tab. 6.5):

$$x = \frac{R_3 + r}{R_1 + R_4 + \Delta R}\,\Delta R \approx \frac{R_3 + r}{R_1 + R_4}\,\Delta R. \qquad (6.7)$$

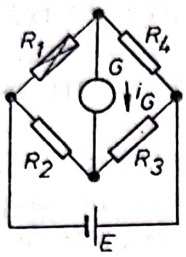
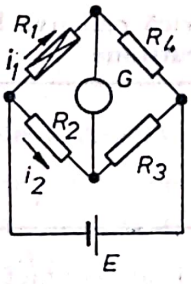
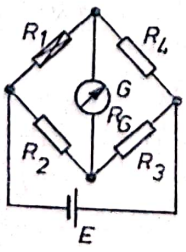
Tabelul 6.5

Relaţii de calcul aplicate în tensometria electrică rezistivă la măsurările cu circuit în punte Wheatstone

Metoda de măsurare	Schema electrică	Relaţii de calcul [3]
1	2	3
Metoda punţii echilibrate (la nul)[1]		— Echilibru iniţial, contactul rezistenţei reglabile în a: $R_1(R_3 + r) = R_2R_4$ — R_1 variază cu ΔR; puntea se reechilibrează cu contactul rezistenţei reglabile în c: $(R_1 + \Delta R)(R_3 + r - x) = (R_2 + x)R_4$; — prin scăderea relaţiilor: $x = \frac{R_3 + r}{R_1 + R_4 + \Delta R}\Delta R$; $x' = \frac{R_3 + r}{R_1 + R_4}\Delta R \approx x$; — abaterea de la liniaritate: $e_r = \frac{x' - x}{x'} = 1 - \frac{1}{1 + \Delta R/(R_1 + R_4)}$

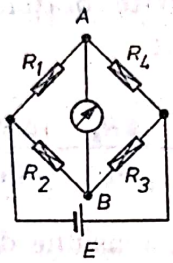
[1] S-a notat valoarea rezistenţei de reglaj între a şi b cu r; între a şi c cu x.

Scanned with OKEN Scanner

1	2	3
Metoda punții dezechilibrate; instrument de măsurare cu impedanță mică (R_G)		— curentul, pentru un mic dezechilibru inițial (v. 3.1.3.): $$i_G = E\,\frac{R_1R_3 - R_2R_4}{F}$$ $$F = R_G(R_1 + R_4)(R_2 + R_3) + R_1R_4(R_2 + R_3) + R_2R_3(R_1 + R_4)$$ — curentul, după ce R_1 variază cu ΔR: $$i_G + \Delta i_G = E\,\frac{(R_1 + \Delta R)R_3 - R_2R_4}{F'}$$ — prin scăderea relațiilor, pentru $F' \approx F$ (ΔR suficient de mic): $$\Delta i_G \approx E\,\frac{R_3}{F}\,\Delta R$$
Metoda punții dezechilibrate; instrument de măsurare cu impedanță mare		— diferența inițială de potențial între A și B (curentul pe diagonală nul): $$U = i_1R_1 - i_2R_2$$ $$i_1 = E\,\frac{1}{R_1 + R_4}, \quad i_2 = E\,\frac{1}{R_2 + R_3}$$ $$U = E\left[\frac{R_1}{R_1 + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3}\right]$$ — dacă R_1 variază cu ΔR se obține $$U + \Delta U = E\left[\frac{R_1 + \Delta R}{R_1 + \Delta R + R_4} - \frac{R_2}{R_2 + R_3}\right]$$ — prin scăderea relațiilor $$\Delta U = E\,\frac{R_4}{(R_1 + R_4 + \Delta R)(R_1 + R_4)}\,\Delta R$$ $$\Delta U' = E\,\frac{R_4}{(R_1 + R_4)^2}\,\Delta R \approx \Delta U$$ — abaterea de la liniaritate $$e_r = \frac{\Delta U' - \Delta U}{\Delta U'} = \frac{1}{1 + (R_1 + R_4)/\Delta R}$$
Metoda punții dezechilibrate; instrument de măsurare a tensiunii, de impedanță medie R_G		$$\Delta U = E\,\frac{R_GR_4}{Z(R_1 + R_4)^2}\,\Delta R$$ $$Z = R_G + \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.5. (continuare)

1	2	2
Metoda punții dezechilibrate; traductoare la care variază rezistența pe toate brațele punții		— diferența de potențial între A și B: $$U = E\left[\frac{R_1}{R_1+R_4} - \frac{R_2}{R_2+R_3}\right]$$ — dacă variază toate rezistențele: $$\Delta U = E\,\frac{R_1R_3}{(R_1+R_4)(R_2+R_3)}\left[\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_3}{R_2} - \right.$$ $$\left. - \frac{R_2R_4}{R_1R_3}\left(\frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_4}{R_4}\right)\right](1-\delta) -$$ $$- U\left(\frac{\Delta R_1}{R_1}\,\frac{R_1}{R_1+R_2} + \frac{\Delta R_2}{R_2}\,\frac{R_2}{R_1+R_2} + \right.$$ $$\left. + \frac{\Delta R_3}{R_3}\,\frac{R_3}{R_3+R_4} + \frac{\Delta R_4}{R_4}\,\frac{R_4}{R_3+R_4}\right).$$ — pentru puntea inițial echilibrată $R_1R_3 = R_2R_4$ deci: $$\Delta U = E\,\frac{R_1R_4}{(R_1+R_4)^2}\left[\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \right.$$ $$\left. - \frac{\Delta R_4}{R_4}\right](1-\delta)$$ — abaterea de la liniaritate: $$e_r = \frac{1}{1 + \dfrac{1 + R_4/R_1}{\dfrac{\Delta R_1}{R_1} + \dfrac{\Delta R_2}{R_2} + \dfrac{R_4}{R_1}\,\dfrac{\Delta R_3}{R_3} + \dfrac{R_4}{R_1}\,\dfrac{\Delta R_4}{R_4}}}$$

Relația este liniară, pentru variații mici ale rezistenței ($\Delta R \ll R_1 + R_4$) și nu depinde de tensiunea de alimentare. Majoritatea punților sînt alimentate cu curent alternativ, fiind necesară o dublă echilibrare, rezistivă și capacitivă.

Metoda punții dezechilibrate asigură tot relații practic liniare între mărimea care se măsoară și variația relativ redusă a rezistenței traductorului (tab. 6.5):

— în varianta cînd se măsoară curentul de dezechilibru (instrument de măsurare cu impedanță mică):

$$\Delta i_G \approx E\,\frac{R_3}{F}\,\Delta R; \qquad (6.8)$$

Scanned with OKEN Scanner

— în varianta cînd se măsoară tensiunea de dezechilibru cu un instrument de măsurare cu impedanță de intrare teoretic infinită (practic 100 kΩ ... 1 MΩ):

$$\Delta U \approx E \frac{R_4}{(R_1 + R_4)^2} \Delta R; \tag{6.9}$$

— în varianta cînd se măsoară tensiunea de dezechilibru cu un instrument cu impedanță de intrare R_G moderată:

$$\Delta U = E \frac{R_G R_4}{Z(R_1 + R_4)^2} \Delta R; \tag{6.10}$$

— în varianta cînd se măsoară tensiunea de dezechilibru a unei punți cu traductoare a căror rezistență variază pe toate brațele, iar instrumentul de măsurare are o impedanță teoretic infinită:

$$\Delta U \approx E \frac{R_1 R_4}{(R_1 + R_4)^2} \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} + \frac{\Delta R_3}{R_3} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_4}{R_4} \right]. \tag{6.11}$$

Din ultima relație rezultă că semnalele de tensiune determinate de traductoarele din brațele opuse ale punții (R_1 cu R_3 și R_2 cu R_4) se adună, iar semnalele determinate de traductoarele din brațele alăturate se scad (R_1 cu R_4 și R_2 cu R_3). Această proprietate creează posibilități de mărire a sensibilității punții și de compensare a efectului variației temperaturii asupra traductorului.

Metoda punții de referință se aplică pe schema prezentată în figura 6.5 [3]. Cele două punți sînt inițial echilibrate; în acest scop, sînt prevăzute rezistoarele reglabile R'_5 și R''_5, pentru egalizarea tensiunilor de alimentare, precum și potențiometrul r. Puntea se dezechilibrează prin modificarea rezistenței traductorului R'_1; pentru reechilibrare se folosește rezistorul R''_1, care este tot un traductor, lipit pe o lamelă care este deformată de un șurub reglabil. Prin această schemă se elimină deci potențiometrul de reglaj al echilibrului punții la metoda de nul.

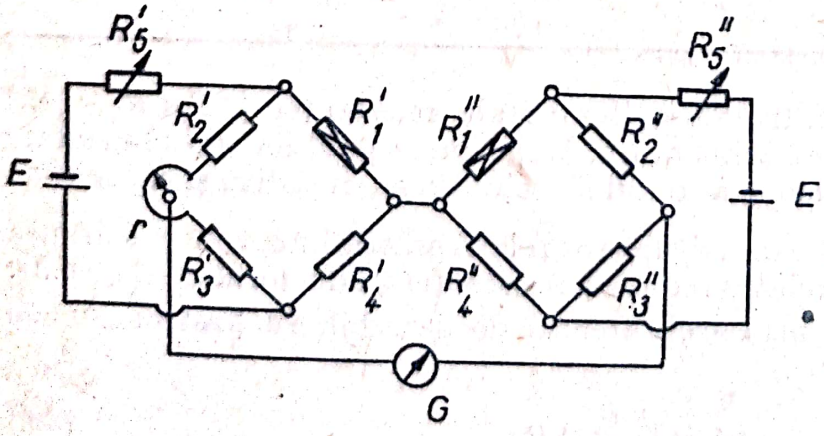


Fig. 6.5

Circuitul potențiometric. Pentru măsurarea componentei variabile a deformației, la cercetările în regim dinamic, se

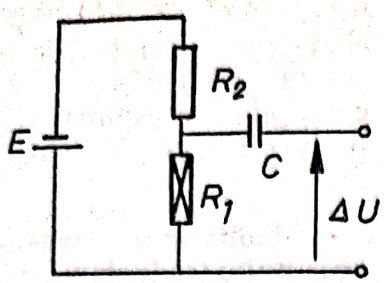


Fig. 6.6

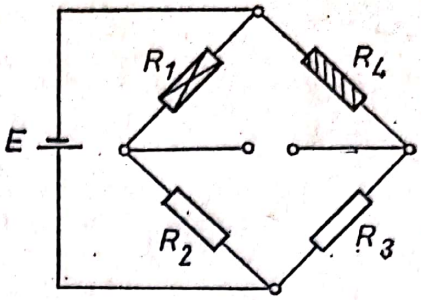


Fig. 6.7

poate folosi schema din figura 6.6, cu traductorul R_1 montat în serie cu rezistorul R_2. Căderea de tensiune în traductorul R_1 constituie semnalul de măsurat. Graţie condensatorului C, instrumentului de măsurare se transmite numai componenta alternativă; în mod obişnuit, semnalul ΔU se introduce într-un amplificator cu impedanţă de intrare mare. Valoarea semnalului ΔU, la o variaţie ΔR a rezistenţei traductorului, este exprimată de o relaţie similară cu (6.9):

$$\Delta U \approx E \frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} \Delta R, \qquad (6.12)$$

prin urmare se asigură tot o legătură de directă proporţionalitate între ΔU şi ΔR.

Spre deosebire de circuitul în punte, circuitul potenţiometric se poate alimenta numai cu curent continuu.

Compensarea efectului variaţiei de temperatură asupra rezistenţei traductorului. Din prezentarea făcută anterior asupra influenţei variaţiei de temperatură, a rezultat necesitatea compensării acestui efect, pentru evitarea erorilor de măsurare rezultate prin suprapunerea efectului de variaţie a tensiunii cu acela de deformaţie.

Există două procedee de compensare: a) *prin compensarea punţii (cu traductor de compensare);* b) *prin compensarea traductorului de măsurare (traductor autocompensat).*

Primul procedeu este cel mai des folosit şi se bazează pe proprietatea deja evidenţiată a punţilor cu mai multe traductoare. În schema din figura 6.7 sînt prevăzute două traductoare identice, dintre care unul activ R_1 şi unul de compensare R_4, pe două braţe alăturate ale punţii. Traductorul R_4 se află la aceeaşi temperatură cu R_1, dar este lipit pe o placă nesolicitată. În consecinţă, sub influenţa variaţiei de temperatură, cele două traductoare suferă aceeaşi variaţie de rezistenţă ΔR. Aplicînd relaţia (6.11), în care $\Delta R_2 = \Delta R_3 = 0$, $\Delta R_1 = \Delta R_4$ şi $R_1 = R_4$, se obţine valoarea semnalului de ieşire $\Delta U = 0$; efectul variaţiei de temperatură este compensat. Metoda traductorului de compensare este avantajoasă, pentru că anulează efectul variaţiei de temperatură în orice condiţii (variaţii mari de temperatură, lege oarecare de variaţie a rezistenţei cu temperatura etc.).

Ultima metodă constă în utilizarea unor traductoare tensometrice de construcţie specială, din două materiale cu coeficienţi de temperatură opuşi, pentru ca efectul variaţiei de temperatură să se anuleze. Trebuie menţionat că această condiţie poate fi îndeplinită numai dacă traductorul este lipit pe o piesă cu un anumit coeficient de dilatare.

Scanned with OKEN Scanner

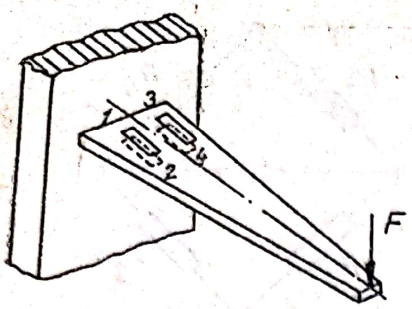
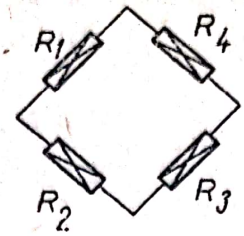


Fig. 6.8



În cazul cînd nu se aplică nici o metodă de compensare a efectului variației de temperatură, este necesar să se aplice corecțiile corespunzătoare la prelucrarea rezultatelor măsurării.

Modificarea sensibilității circuitului traductor. După cum a rezultat din analiza relației (6.11), se poate obține o sporire a sensibilității măsurării cu circuitul în punte, prin racordarea adecvată a mai multor traductoare active la brațele punții.

Ca exemplu, se consideră cazul punții complete, cu patru traductoare active, dintre care două solicitate la întindere și două la compresiune, pe bara supusă la încovoiere din figura 6.8. Dacă $\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R_2 = -\Delta R_4 = \Delta R$ și $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$, relația (6.11) devine

$$\Delta U = E \frac{\Delta R}{R}.$$

Semnalul este de patru ori mai mare decît în cazul cînd puntea ar fi avut un singur traductor activ.

Pe de altă parte, unele modificări ale punții pot să micșoreze semnalul măsurat. O astfel de modificare poate fi introdusă de prezența unor conductoare de legătură lungi, cu rezistență importantă între traductor și punte. Rezistența conductoarelor R_c este în serie cu rezistența traductorului R_1 (fig. 6.9) ceea ce echivalează, din punctul de vedere al măsurării, cu schimbarea rezistenței traductorului în $R_1 + R_c$. Prin urmare se măsoară deformația

$$\varepsilon' = \frac{1}{k} \frac{\Delta R}{R_1 + R_c},$$

în locul deformației reale

$$\varepsilon = \frac{1}{k} \frac{\Delta R}{R_1},$$

deci eroarea relativă este

$$e_r = \frac{\varepsilon' - \varepsilon}{\varepsilon} = \frac{1}{1 + R_1/R_c}. \quad (6.13)$$

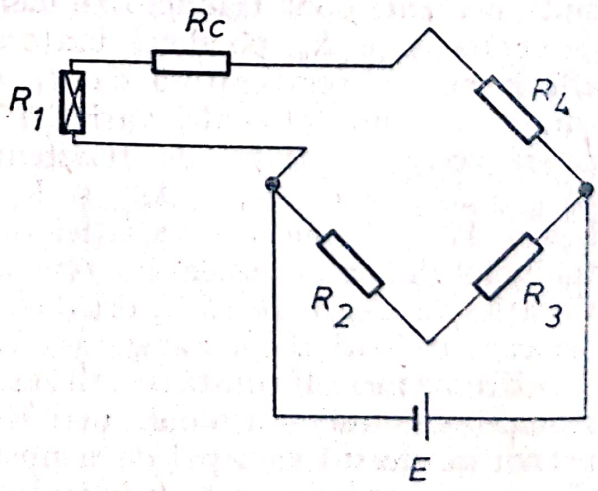


Fig. 6.9

Circuite pentru traductoare cu semiconductoare. În principiu, instalațiile de măsură pentru traductoare cu semiconductoare cuprind aceleași tipuri de circuite traductoare, în punte sau potențiometrice, ca și pentru traductoarele cu fir sau cu folie. Particularitățile acestor circuite sînt determinate de problemele speciale pe care le ridică condițiile de eliminare a derivei de zero și de liniarizare a semnalului de ieșire.

Scanned with OKEN Scanner

Schema de măsurare. Punți tensometrice. Măsurările tensometrice se execută prin metode variate, în funcție de caracteristicile solicitării studiate (statică sau dinamică, nivelul frecvenței) și ale aparaturii disponibile. În tabelul 6.6 se arată principalele tipuri de scheme ale instalațiilor de măsurare folosite în tensometria electrică rezistivă, împreună cu cîteva caracteristici distinctive.

Schema de măsurare cea mai răspîndită în prezent aplică metoda modulației în amplitudine a semnalului (cu frecvență purtătoare). Puntea de măsurare este alimentată în acest scop de un generator de oscilații sinusoidale. După amplificare, semnalul poate fi introdus direct într-un osciloscop; variația deformației se obține ca înfășurătoare a undei purtătoare, după ce s-a stabilit linia de origine. O schemă mai completă de măsurare include după amplificator un detector sensibil la fază pentru demodularea semnalului, cu determinarea semnului deformației. În sfîrșit unele scheme cuprind după amplificatorul de c.a. și un filtru trece jos, cu un ultim etaj de amplificare în c.c., după care semnalul poate fi eventual introdus într-un aparat înregistrator.

Elementele schemelor de măsurare cu modulație în amplitudine, necesare efectuării unei măsurări statice se regăsesc reunite într-un agregat numit *punte tensometrică;* pentru măsurările dinamice, mai este necesar în general numai un aparat înregistrator.

6.2. METODA ACOPERIRILOR CASANTE

Principiul metodei. Cîmpul de deformații la suprafața unei structuri reale sau a unui model, solicitate mecanic, se poate vizualiza relativ simplu prin metoda acoperirilor casante.

În principiu, metoda constă în aplicarea pe suprafața cercetată a unei pelicule subțiri de aproximativ 0,1 mm, aderente și foarte casante, care se fisurează după ce structura este încărcată mecanic.

Fisurile se produc preferențial după direcții perpendiculare pe eforturile unitare principale maxime de întindere, care depășesc limita de rupere a materialului casant. După cum este cunoscut, prin orice punct la suprafața unei piese care suferă deformații trec două curbe ortogonale, numite *izostatice;* tangenta la cele două izostatice în punctul considerat, definește direcțiile eforturilor unitare principale (fig. 6.10). În materialele cu proprietăți izotrope și care sînt solicitate în domeniul elastic *, axele principale ale deformațiilor și eforturilor unitare se confundă, prin urmare izostaticele se confundă cu direcțiile deformațiilor maxime. Imaginea fisurilor obținute definește astfel direcțiile perpendiculare pe deformațiile maxime de întindere la suprafața elementului, care coincid cu una dintre familiile de izostatice.

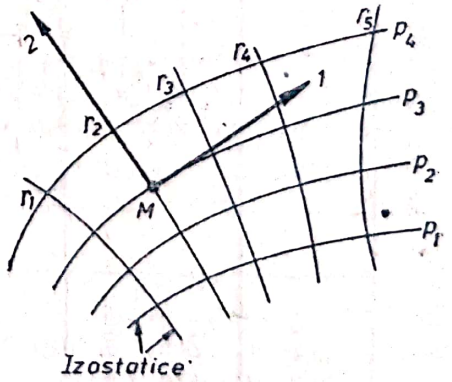


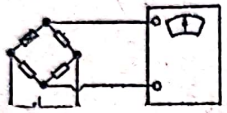
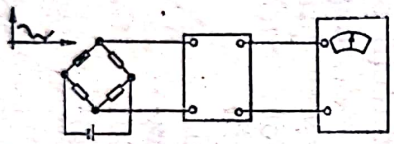
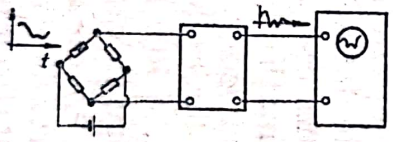
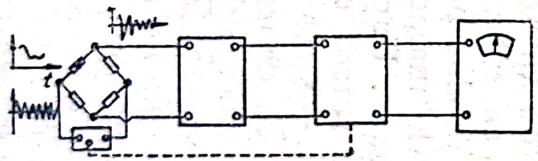
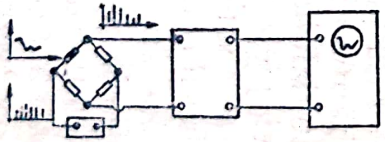
Fig. 6.10

* Situația obișnuită a structurilor cercetate prin metoda acoperirilor casante.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.6

Scheme de măsurare cu circuit în punte Wheatstone, folosite în tensometria electrică rezistivă

Metoda de măsurare	Schema instalației de măsură	Alimentarea circuitului traductor	Forma semnalului	Posibilități de măsurare		Observații
				Tipul solicitării	Frecvența maximă [Hz]	
Măsurare cu punte alimentată cu c.c. fără amplificare		Curent continuu	Direct (nemodulat)	Statică	3 ... 5	—
Măsurare cu punte alimentată cu c.c., amplificare în c.c.				Statică și dinamică	20 000	Amplificatorul de c.c. complicat pentru asigurarea unei stabilități satisfăcătoare
			Forma modificată	Dinamică	Depinde de banda amplificatorului	În locul punții se poate folosi circuitul potențiometric, mai simplu. Semnalul măsurat cuprinde numai solicitarea dinamică pură
Măsurare cu modulație în amplitudine (cu frecvență purtătoare)		Prin generator de oscilații (sinusoidale)	Modulat	Statică și dinamică	Circa 10% din frecvența purtătoare	Cea mai răspîndită metodă de măsurare. După detector se poate adăuga un filtru și un etaj amplificator de c.c. pentru înregistrarea semnalului
Măsurare cu modulație prin impulsuri		Prin generator de impulsuri			Circa 10% din frecvența impulsurilor	Instrumentul de înregistrare poate primi semnalele de la mai multe punți printr-un comutator

Scanned with OKEN Scanner

Pentru ca cercetarea să decurgă în domeniul elastic de solicitare a elementelor studiate, acoperirile casante trebuie să fie atît de fragile încît să se fisureze la deformații mici ale suprafețelor pe care sînt aplicate. Materialele utilizate în prezent pentru acoperiri asigură formarea fisurilor pe elemente de oțel supuse unor eforturi unitare de aproximativ 200 daN/cm².

Valoarea alungirii specifice ε_f la care se produce fisurarea reprezintă *sensibilitatea* peliculei casante. În afară de natura chimică a materialului, de condițiile ambiante de temperatură și umiditate, sensibilitatea mai depinde de condițiile generale de întărire (viteza de răcire sau durata de menținere la o anumită temperatură), în raport cu care se stabilesc tensiunile interne reziduale*.

În tabelul 6.7 se prezintă exemple de materiale folosite pentru acoperirile casante și modul corespunzător de aplicare pe suprafața cercetată.

Tabelul 6.7

Materiale pentru acoperiri casante

Materialul	Forma sub care se prezintă	Condiții de aplicare		Sensibilitatea ε	Observații
		Mod de aplicare	Regimul de întărire		
Email	Pulbere fină dizolvată în apă distilată	Cu pulverizator	12 min. la 540°C	$1{,}5 \cdot 10^{-4}$ ... ... $18 \cdot 10^{-4}$	Se folosește în intervalul — 18° ... ... 300°C
Rășină naturală (STRESS-COAT)	Dizolvat în sulfură de carbon (vopsea)	Cu pulverizator	24 h la temperatura recomandată	$5 \cdot 10^{-4}$ ... ... $11 \cdot 10^{-4}$	—
Rășină sintetică	Dizolvat în solvenți organici (vopsea)	Cu pensulă sau pulverizator	24 h ... 1 h la 40° ... 100°C	$3{,}5 \cdot 10^{-4}$ ... ... $13 \cdot 10^{-4}$	—

Utilizarea imaginii fisurilor. Metoda acoperirilor casante oferă posibilități de cercetare calitativă a stării de tensiuni și deformații din piesă. Urmărind imaginea și modul în care se formează fisurile, rezultă numeroase indicații calitative:

— dispoziția și forma fisurilor precizează direcția deformațiilor maxime de întindere, care sînt perpendiculare pe fisuri;

— cealaltă rețea de deformații maxime poate fi de asemenea vizualizată prin relaxare, pe baza efectului Poisson. Acoperirea casantă se aplică după încărcarea mecanică a piesei; fisurile se formează apoi prin descărcare;

— imaginea generală a fisurilor evidențiază punctele sau zonele cu solicitări maxime, simplificînd aplicarea în continuare a unei metode cantitative de cercetare experimentală;

— apariția aproape simultană a unor fisuri apropiate pe o zonă importantă din piesă la creșterea progresivă a sarcinii, ca și dispunerea cvasiuniformă a fisurilor într-o zonă, indică prezența unor eforturi unitare principale constante;

* Foarte apropiate ca valoare de efortul unitar de rupere.

Scanned with OKEN Scanner

— dacă dimpotrivă, prin creşterea progresivă a sarcinii apare o singură fisură, sau dacă distanţa dintre două fisuri vecine variază foarte mult pe suprafaţa piesei, există gradienţi importanţi de eforturi unitare;

— aspectul general al fisurilor permite identificarea tipului de solicitări la piesele cu forme simple.

Multitudinea factorilor de care depinde sensibilitatea acoperirilor casante, greu controlabile, nu permite în general obţinerea unor informaţii de ordin cantitativ.

6.3. METODA FOTOELASTICITĂŢII

Principii generale. Metoda fotoelasticităţii aplică fenomenul birefringenţei accidentale pentru măsurarea eforturilor unitare în corpuri executate din anumite materiale transparente, solicitate mecanic.

Este cunoscut că lumina se propagă în general sub forma unor vibraţii electromagnetice în diferite plane care se intersectează pe direcţia de propagare. Într-o reprezentare vectorială a acestei vibraţii, vîrful vectorului undei luminoase descrie o traectorie a cărei proiecţie pe planul perpendicular pe direcţia de propagare este o curbă oarecare. În cazurile particulare cînd proiecţia este o curbă determinată, lumina este polarizată; de exemplu, la polarizarea circulară curba este un cerc, iar la polarizarea plană curba se reduce la o dreaptă.

Numeroase corpuri cristaline au proprietatea de a descompune vibraţia undei luminoase după două plane perpendiculare. Cele două unde formate de lumină polarizată au viteze de propagare diferite, astfel că după ce trec printr-o placă cu această proprietate sînt defazate. Fenomenul se numeşte *birefringenţă naturală*. Există *filtre polarizoare* plane, în care una dintre cele două componente este absorbită, asigurînd astfel trecerea unei singure componente, după un *plan propriu de polarizare*.

Pe de altă parte, marea majoritate a corpurilor transparente cîştigă într-o măsură mai mare sau mai mică, proprietatea de birefringenţă dacă sînt supuse unei solicitări mecanice, fenomen numit *birefringenţă accidentală*. Maxwell a demonstrat că în corpurile cu birefringenţă accidentală, cele două plane după care polarizează lumina cuprind direcţiile eforturilor unitare principale. Viteza de propagare a luminii după cele două direcţii principale este diferită, şi depinde de mărimea eforturilor unitare principale. Dacă w_0 reprezintă viteza de propagare a luminii într-un corp transparent netensionat, iar w_1 şi w_2 — vitezele corespunzătoare după cele două direcţii principale, există relaţia

$$\begin{aligned} w_1 &= w_0 + C_1\sigma_1 + C_2\sigma_2, \\ w_2 &= w_0 + C_1\sigma_2 + C_2\sigma_1, \end{aligned} \tag{6.14}$$

unde C_1 şi C_2 sînt constante ale materialului. Datorită diferenţei de viteză, cele două componente vor fi decalate la ieşire cu distanţa

$$s = (w_1 - w_2)\, t = (C_1 - C_2)\,(\sigma_1 - \sigma_2)\, t, \tag{6.15}$$

şi exprimînd timpul t în funcţie de grosimea corpului, $t \approx d/w_0$, se obţine

$$s = \frac{C_1 - C_2}{w_0}\, d(\sigma_1 - \sigma_2), \tag{6.16}$$

Scanned with OKEN Scanner

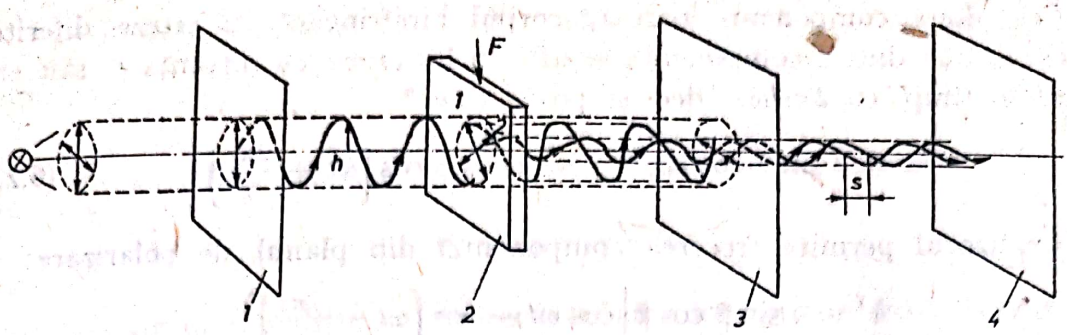


Fig. 6.11:
1 — polarizor; *2* — model; *3* — analizor; *4* — ecran.

sau

$$s = C(\sigma_1 - \sigma_2)\, d, \tag{6.17}$$

unde $C = (C_1 - C_2)/w_0$ este o constantă a materialului.

Pe de altă parte, dacă se ține seama de relația dintre eforturi unitare și deformații,

$$\sigma_1 - \sigma_2 = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)\,\frac{E}{1+\mu}, \tag{6.18}$$

unde E și μ sînt, în ordine, modulul de elasticitate și coeficientul lui Poisson, relația (6.17) se mai poate exprima sub forma

$$s = C'(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)\, d, \tag{6.19}$$

unde $C' = CE/(1+\mu)$.

Prin defazarea celor două componente se produc interferențe care se află, în baza relației (6.17), în directă legătură cu eforturile unitare principale. Metoda de determinare a eforturilor unitare care aplică fenomenul birefringenței accidentale poartă numele de *fotoelasticitate*, iar materialele utilizate în acest scop, *materiale fotoelastice*.

Măsurările fotoelastice se efectuează cu lumină polarizată, într-un aparat numit polariscop. În principiu, aparatul constă dintr-o sursă de lumină, un polarizor, un analizor și un ecran (fig. 6.11). Atît polarizorul cît și analizorul realizează polarizarea plană a luminii; planele lor de polarizare sînt perpendiculare. Între polarizor și analizor se dispune piesa cercetată, executată din material fotoelastic. Orientarea piesei cercetate în raport cu polarizorul se definește prin unghiul β dintre o direcție principală *2* și planul de polarizare.

Unda luminoasă polarizată are, la ieșirea din polarizor, elongația instantanee (fig. 6.12)

$$h = a\cos\omega t. \tag{6.20}$$

În piesa birefringentă cercetată, lumina se descompune după direcțiile principale *1* și *2*:

$$x = a\sin\beta\cos\omega t, \quad y = a\cos\beta\cos\omega t. \tag{6.21}$$

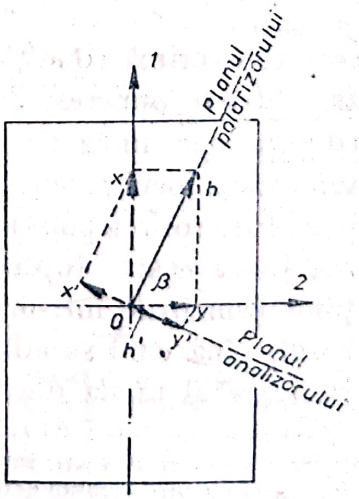


Fig. 6.12

Cele două componente parcurg corpul birefringent cu viteze diferite. La ieşire, una dintre componente se află în întîrziere cu distanţa s, sau exprimat în timp, cu $2\pi s/\omega\lambda$, deci se poate scrie *

$$x = a \sin \beta \cos \omega t, \quad y = a \cos \beta \cos \left(\omega t + \frac{2\pi s}{\lambda} \right). \tag{6.22}$$

Analizorul permite trecerea componentei din planul de polarizare:

$$h' = a \sin \beta \cos \beta \left[\cos \omega t - \cos \left(\omega t + \frac{2\pi s}{\lambda} \right) \right],$$

sau

$$h' = a \sin 2\beta \sin \frac{\pi s}{\lambda} \sin \left(\omega t + \frac{\pi s}{\lambda} \right), \tag{6.23}$$

o undă a cărei amplitudine este

$$A = a \sin 2\beta \sin \frac{\pi s}{\lambda}. \tag{6.24}$$

Decalajul s se poate exprima în funcţie de eforturile unitare principale, cu ajutorul relaţiei (6.17):

$$A = a \sin 2\beta \sin \frac{\pi}{\lambda} Cd(\sigma_1 - \sigma_2), \tag{6.25}$$

sau în funcţie de deformaţiile specifice principale, cu relaţia (6.19),

$$A = a \sin 2\beta \sin \frac{\pi}{\lambda} C'd(\varepsilon_1 - \varepsilon_2). \tag{6.26}$$

Un punct oarecare pe imaginea care se formează în spatele analizorului va fi întunecat sau iluminat, după cum amplitudinea A se anulează sau este diferită de zero. Din relaţiile (6.25) şi (6.26) reiese că există două situaţii posibile pentru extincţie:

a) pentru $\beta = N\frac{\pi}{2}$, $(N = 0, 1, 2, \ldots)$, (6.27)

ceea ce exprimă condiţia ca axele principale să se înscrie în planele de polarizare. Toate punctele din piesa cercetată pentru care este îndeplinită această condiţie determină un sistem de linii întunecate numite *izocline*. Aceste linii reprezintă locul geometric al punctelor cu egală orientare a direcţiilor principale. Prin rotirea polarizorului solidar cu analizorul, poziţia izoclinelor se schimbă. Din această proprietate decurge un mijloc simplu de determinare a direcţiilor principale într-un punct oarecare: se rotesc solidar polarizorul şi analizorul, pînă cînd se aduce o izoclină în acel punct şi se măsoară unghiul de înclinare al unuia dintre planele de polarizare.

* Întrucît în final interesează condiţiile de interferenţă, se poate impune întîrzierea totală unei singure componente, sau o jumătate din întîrziere unei componente şi un avans egal, celeilalte componente.

Scanned with OKEN Scanner

b) pentru $\frac{\pi}{\lambda} Cd(\sigma_1 - \sigma_2) = k\pi, \quad (k = 0, 1, 2 \ldots)$ (6.28)

sau

$$\sigma_1 - \sigma_2 = \frac{\lambda}{Cd} k, \tag{6.29}$$

or,

$$\varepsilon_1 - \varepsilon_2 = \frac{\lambda}{C'd} k, \tag{6.30}$$

ceea ce exprimă condiția ca diferența eforturilor unitare (sau deformațiilor specifice) principale în punctul considerat să fie nulă, sau corespunzătoare unui număr întreg k.

Să presupunem pentru început că se lucrează cu lumină monocromatică ($\lambda = \text{const.}$). Toate punctele pentru care este îndeplinită condiția (6.28) formează pe ecran o succesiune de franje negre, care reprezintă astfel locul geometric al punctelor de egală valoare a diferenței eforturilor unitare principale. Aceste franje se numesc *izocromate*, iar numerele k corespunzătoare — *ordinul de bandă al izocromatei*.

Dacă se folosește însă lumină albă, imaginea care se obține pe ecran este diferită. După prima franjă neagră, urmează un spectru de culori și apoi cea de a doua franjă, sub forma unei treceri bruște de la roșu la albastru; celelalte franje sînt caracterizate tot prin trecerea bruscă de la roșu la albastru sau verde.

Se constată că primele franje determinate în lumina albă sînt definite mai clar decît în lumina monocromatică; pe de altă parte, la ordinele superioare de bandă, izocromatele în lumină albă se estompează.

De aceea, analiza în lumină albă este preferabilă pentru identificarea franjei corespunzătoare diferenței $\sigma_1 - \sigma_2 = 0$ (franja 0) și a franjelor imediat următoare: franja *1* (corespunzătoare constantei $k = 1$), franja *2* (corespunzătoare constantei $k = 2$) etc. Se poate observa de asemenea clar în ce sens cresc eforturile unitare principale. Analiza în lumină monocromatică permite însă o bună identificare a franjelor de ordin superior.

Din prezentarea făcută pot fi deduse diferențele prin care izocromatele pot fi deosebite practic de izocline (tab. 6.8).

Tabelul 6.8

Modalități de deosebire a izoclinelor față de izocromate

Metode de recunoaștere	Diferențe specifice	
	izocline	izocromate
1. Se operează în lumina albă	Negre	Colorate
2. Se rotește polarizorul solidar cu analizorul	Rețeaua izoclinelor se deplasează*	Rețeaua izocromatelor rămîne fixă
3. Se mărește sarcina exterioară aplicată modelului	Rețeaua izoclinelor nu se modifică	Numărul izocromatelor crește; izocromatele se deplasează spre punctele singulare

* Rețeaua izoclinelor se rotește în jurul *punctelor singulare*, în care $\sigma_1 - \sigma_2 = 0$.

Scanned with OKEN Scanner

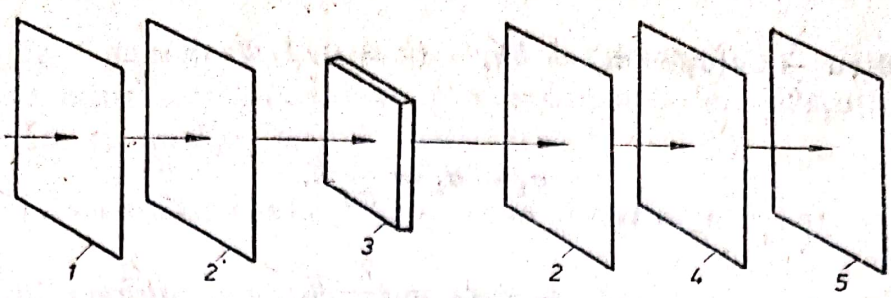


Fig. 6.13:
1 — polarizor; *2* — lamă sfert de undă; *3* — model; *4* — analizor; *5* — ecran.

Distanța dintre două izocromate succesive, corespunzătoare diferenței $\sigma_1 - \sigma_2$ depinde, după cum reiese din relația (6.29), de proprietățile materialului fotoelastic, (constanta C), de grosimea d a piesei cercetate și de lungimea de undă λ. Pentru o valoare λ dată, se poate scrie

$$\sigma_1 - \sigma_2 = \sigma_0 k, \tag{6.31}$$

constanta $\sigma_0 = \lambda/Cd$ daN/cm^2 · franjă, fiind o caracteristică a sensibilității fotoelastice a piesei cercetate, numită *constanta fotoelastică a modelului*; σ_0 se determină prin etalonare, de obicei pentru $\lambda = 5650$ Å.

Pentru măsurările prin fotoelasticitate, este necesar să se obțină separat familia izocromatelor și a izoclinelor.

Familia izoclinelor se poate obține operînd cu materiale fotoelastice puțin sensibile, pentru care rezultă o distanță între primele două izocromate mai mare decît dimensiunile piesei cercetate (σ_0 foarte mare); izocromatele sînt practic invizibile.

Obținerea izocromatelor fără izocline este posibilă pe de altă parte în polariscopul circular, la care este intercalată, de o parte și de alta a piesei birefringente studiate, cîte o lamă sfert de undă (fig. 6.13). În lama sfert de undă lumina este descompusă în două componente perpendiculare, care sînt defazate la ieșire cu $\lambda/4$ (lumina este polarizată circular). Cele două lame sfert de undă au axele lor optice dispuse perpendicular între ele și la 45° față de planul de polarizare al polarizorului. Se demonstrează că amplitudinea undei la ieșirea din analizor are expresia

$$A = a \sin \frac{\pi s}{\lambda} = a \sin \frac{\pi}{\lambda} Cd(\sigma_1 - \sigma_2), \tag{6.32}$$

cu alte cuvinte condiția de extincție corespunde numai izocromatelor; izoclinele sînt eliminate.

Cercetarea stării plane de eforturi unitare. Determinarea rețelelor de izocline și izocromate permite rezolvarea completă a problemelor de stare plană a eforturilor unitare.

Rețeaua de izocline se obține în mod obișnuit prin rotirea progresivă a polarizorului solidar ca analizorul, din 5° în 5°, sau din 10° în 10°; identificarea lor se face după unghiul corespunzător de rotire. Izocromatele se identifică după numărul lor de ordine, pornind de la izocromata 0 (ordinul de bandă 0).

Numeroase metode, analitice și grafice, permit prelucrarea în continuare a rețelelor obținute, pentru definirea stării plane de eforturi unitare (de exemplu tabelul 6.9).

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 6.9

Metode de prelucrare a rețelei izocromatelor

Operația	Relația de calcul
a. *Diferența eforturilor unitare principale (forfecarea maximă)*	
1. Se calculează diferența eforturilor unitare principale după izocromata k*	$\sigma_1 - \sigma_2 = k\sigma_0$ (1)
2. Se calculează eventual efortul unitar tangențial după o direcție α^0 față de direcțiile principale	$\tau = \frac{\sigma_1 - \sigma_2}{2} \sin 2\alpha$ (2)
b. *Eforturile unitare principale (metoda incidenței oblice)*	
1. Pentru un punct M, se determină și ordinul k_0 al izocromatei sub incidență oblică; modelul este rotit cu θ^0 față de direcția principală *1*	—
2. Se calculează eforturile unitare principale	$\sigma_1 = \frac{\cos\theta}{\sin^2\theta}\sigma_0(k_0 - k\cos\theta)$ (3)
	$\sigma_2 = \frac{1}{\sin^2\theta}\sigma_0(k_0\cos\theta - k)$ (4)

* Constanta fotoelastică a modelului σ_0 este cunoscută prin etalonarea prealabilă.

Cercetarea stării spațiale de eforturi unitare. Dacă piesa analizată în polariscop este caracterizată printr-o stare spațială de eforturi unitare, fiecare punct al imaginii care se formează rezultă prin însumarea efectelor corespunzătoare stării de tensiuni din punctele dispuse în lungul drumului optic. Imaginea izoclinelor și izocromatelor nu este astfel utilă pentru descifrarea stării de tensiuni. Dificultatea semnalată poate fi evitată numai prin analiza separată, în lumină polarizată, a zonelor distincte din piesă dispuse succesiv pe drumul optic; fiecare zonă trebuie să fie suficient de subțire pentru ca starea proprie de eforturi unitare să devină esențialmente plană (eforturi unitare practic invariabile pe grosime). Acest principiu stă la baza procedeului de secționare cu *eforturi înghețate*.

Pentru aplicarea procedeului, se folosesc materiale fotoelastice speciale, din categoria rășinilor sintetice (Araldit B, Epilox EG 1 etc.) a căror structură constă din rețeaua moleculară a compușilor cu punct ridicat de topire, înglobată în masa de bază a compușilor cu punct de topire coborît. Prin încălzirea la o temperatură de peste 100°C, masa de bază se topește și materialul capătă proprietăți de înaltă elasticitate, determinată numai de proprietățile rețelei moleculare care se menține. Variația corespunzătoare a modulului de elasticitate este reprezentată în figura 6.14, pentru Epilox EG 1. Dacă în

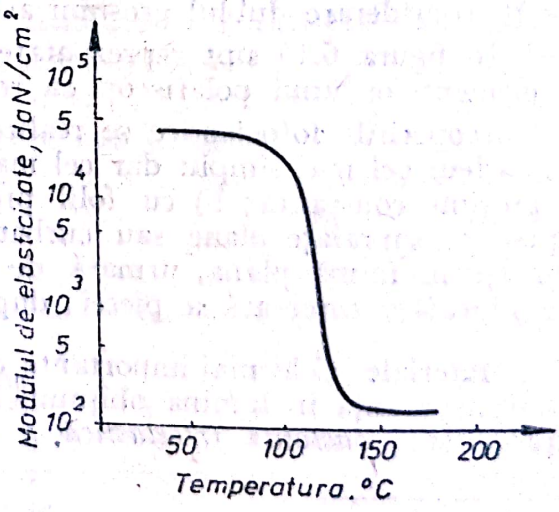


Fig. 6.14

această stare, modelul cercetat este solicitat mecanic și apoi este răcit treptat *, masa de bază se solidifică imobilizînd rețeaua de bază în starea inițială de deformație. După răcirea completă, piesa poate fi descărcată de forțele exterioare; sistemul microscopic de forțe exterioare este suplinit în continuare de sistemul microscopic de forțe de interacțiune dintre rețea și masa de bază. Modelul tensionat prin „înghețarea" stării de tensiuni a poate fi cercetat astfel, prin secționarea lui în plăci cu grosimea de ordinul a 6 mm. Materialul folosit trebuie să asigure proporționalitatea dintre efectul optic care se obține la rece, și starea de tensiuni impusă la cald. Operația de secționare are o influență neînsemnată asupra aspectului izocromatelor.

Acoperiri fotoelastice. Metoda de cercetare a eforturilor unitare prin fotoelasticitate s-a dezvoltat începînd din anii '20, pe modele construite din materiale fotoelastice, respectîndu-se în general două condiții: a) similitudinea geometrică și mecanică (similitudinea încărcării mecanice și a deformațiilor); b) proporționalitatea dintre efectul optic al materialului și eforturile unitare.

O variantă deosebită, care s-a răspîndit în ultimul deceniu, constă în aplicarea metodei fotoelasticității pentru cercetarea directă a corpurilor reale, cu ajutorul acoperirilor fotoelastice. Procedeul este avantajos, întrucît se reduce costul cercetării și în același timp se poate asigura o precizie superioară, evitîndu-se încercarea unor materiale diferite prin legile de rupere, de oboseală și plasticitate, față de materialele elementelor reale pe care le reprezintă.

În principiu, procedeul constă în depunerea pe suprafața elementului cercetat a unei acoperiri de 0,5 ... 3 mm grosime, dintr-un material fotoelastic. Analiza fotoelastică se face prin reflexia luminii polarizate pe suprafața elementului cercetat care este lustruită; în același scop se folosesc și adezivi reflectorizanți.

În stratul fotoelastic (f) se transmit deformații egale cu ale suprafeței elementului cercetat (p), $(\varepsilon_1 - \varepsilon_2)_p = (\varepsilon_1 - \varepsilon_2)_f$, care vor determina formarea rețelei de izocline și izocromate pe imaginea produsă de lumina polarizată reflectată; starea de tensiuni din acoperire este considerată plană.

Relațiile de tipul (6.30) rămîn valabile, cu mențiunea că trebuie să se ia în considerare dublul grosimii acoperirii.

În figura 6.15 sînt reprezentate schematic două variante de dispunere a elementelor unui polariscop cu reflexie pentru cercetare fotoelastică.

Acoperirile fotoelastice se realizează în trei feluri: a) cu lacuri lichide, procedeul cel mai simplu dar cel mai puțin precis, căci nu se poate realiza o grosime constantă; b) cu folii prefabricate, de grosime precisă, care se lipesc pe suprafețe plane sau curbate; c) cu folii curbate, realizate prin turnare în formă plană, urmată de mularea foliei obținute, încă moale, pe suprafața cercetată a piesei; după întărirea completă, folia se lipește.

Materiale. Cele mai importante calități ale materialelor fotoelastice sînt: a) transparența în lumina obișnuită; b) sensibilitatea; o măsură a sensibilității este *constanta fotoelastică a materialului*, $\sigma'_0 = \sigma_0 d$[daN/cm franjă];

---

* Pentru evitarea tensiunilor termice.

Scanned with OKEN Scanner

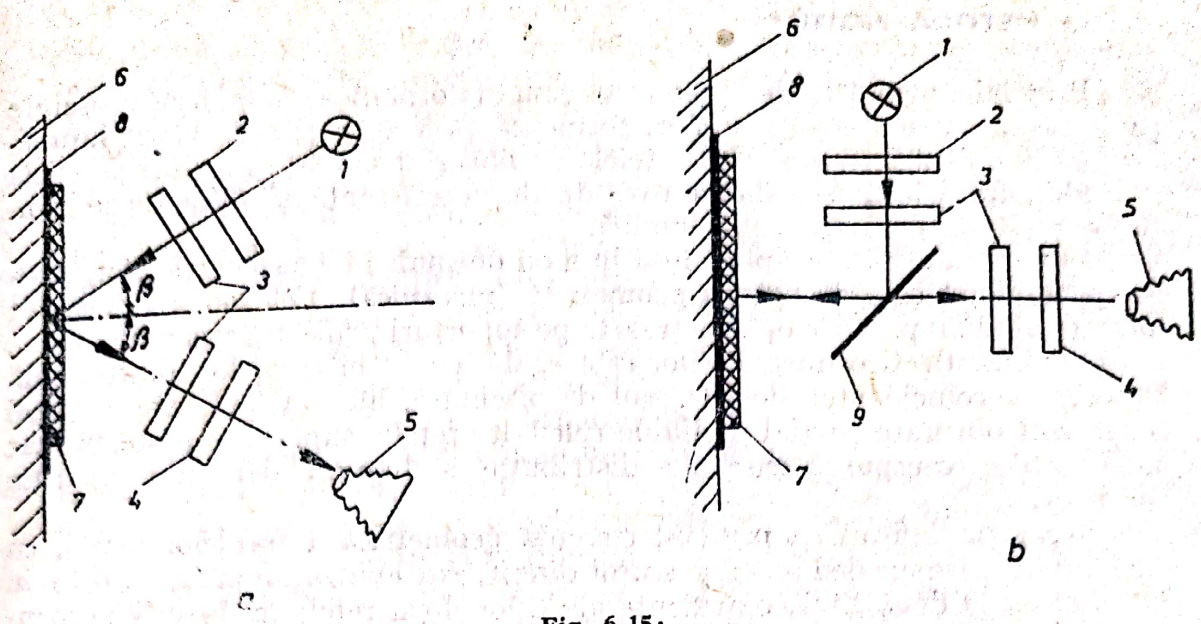


Fig. 6.15:
1 — sursă luminoasă; *2* — polarizor; *3* — lamă sfert de undă; *4* — analizor; *5* — aparat fotografic (sau ecran); *6* — structura cercetată; *7* — lac fotoelastic; *8* — adeziv reflectorizant; *9* — semi-oglindă.

c) liniaritatea relației între tensiuni și deformații, ca și între tensiuni și ordinul de bandă; d) izotropia optică și mecanică; e) nivelul ridicat al modulului de elasticitate și limitei de curgere. În tabelele 6.10 și 6.11 se prezintă proprietățile fizice ale unor materiale fotoelastice uzuale.

Tabelul 6.10

Materiale fotoelastice pentru modele plane

Materialul	Constanta fotoelastică, σ_0' [daN/cm·fr.]	Limita de rupere, [daN/cm²]	Modulul de elasticitate, E [daN/cm²]	Constanta de sensibilitate $Q = E/\sigma_0'$
Plexiglas	57	490	$2{,}8 \cdot 10^4$	$0{,}49 \cdot 10^3$
Dinox 010 P	11 ... 13 [1]	—	$(2 \ldots 3) \cdot 10^4$	—
Araldit B	12 ... 18 [1]	600 ... 800 [2]	$2{,}8 \cdot 10^4$	$6{,}45 \cdot 10^3$
PSM-1	11	—	$2{,}38 \cdot 10^4$	$2{,}16 \cdot 10^3$
PSM-5	16,5	—	$3{,}15 \cdot 10^4$	$1{,}90 \cdot 10^3$

[1] σ_0, daN/cm² · franjă; [2] Rezistența la rupere la tracțiune.

Tabelul 6.11

Materiale fotoelastice pentru modele spațiale

Materialul	Constanta fotoelastică a materialului		Limita de curgere, [daN/cm²]		Modulul de elasticitate E [daN/cm²]	
	20°C	110°C	20°C	110°C	20°C	110°C
Dinox 110 F	9,7	0,424	—	—	$2{,}85 \cdot 10^4$	
Araldit D	13 ... 15	0,28 ... 0,32	300 ... 400	5 ... 6	$(2{,}6 \ldots 3)\,10^4$	140 ... 180
Epilox EG 14	11,5	0,26 ... 0,30	500 ... 850 [2]	6 ... 8 [2]	$(3{,}3 \ldots 3{,}7)\,10^4$	175 ... 200
PLM-4 B	16,5	0,6 [1]	—	—	$3{,}15 \cdot 10^4$	210 [1]

[1] La 105 ... 120°C; [2] Rezistența la rupere.

6.4. METODA MOIRÉ *

Principiul metodei. Două rețele de linii uniform distribuite, ușor deosebite prin pasul sau orientarea liniilor, formează prin suprapunere benzi întunecate numite *franje moiré*. Dacă rețelele de linii sînt gravate pe plăci de sticlă sau film, franjele moiré sînt provocate de interferență și difracție în șanțurile rețelelor care transmit lumină.

În varianta care se aplică însă în mod obișnuit în tensometrie, formarea franjelor moiré este de natură geometrică (mecanică). Cele două rețele sînt formate din linii paralele opace, trasate pe suporturi plane transparente (10 ... ... 200 linii/mm). Grosimea liniilor este egală cu a intervalelor dintre linii. Datorită necoincidenței de pas, sau de orientare, intervalele libere ale unei rețele sînt obturate parțial de liniile celeilalte rețele, suprapuse peste prima; modificările corespunzătoare de distribuție a luminii determină apariția franjelor.

Mecanismul formării prin interferență geometrică a franjelor moiré, cu două rețele paralele de linii cu pas ușor diferit, este evidențiat în figura 6.16, *a*. Pornind de la două linii coincidente ale celor două rețele în direcție perpendiculară, se observă că liniile următoare se decalează treptat, pînă cînd o linie a unei rețele obturează complet intervalul dintre două linii consecutive ale celeilalte rețele. Intensitatea luminii care trece prin cele două rețele variază teoretic liniar între un maxim (intervale libere coincidente) și nul (linii intercalate); în realitate, datorită imperfecțiunilor celor două rețele și erorilor care apar pe drumul optic, variația intensității luminoase este sinusoidală (fig. 6.16, *b*). Axele liniilor unei rețele care sînt echidistante față de liniile celeilalte rețele sînt axele franjelor moiré (fig. 6.16, *c*). În mod similar se poate explica formarea franjelor moiré prin rotirea relativă a două rețele de linii cu pas egal (fig. 6.17). Franjele întunecate (vizibile) apar pe diagonalele scurte ale romburilor rezultate prin intersecție.

În tensometria bazată pe analiza franjelor moiré, una dintre rețelele de linii este imprimată pe modelul cercetat și se deformează odată cu acesta.

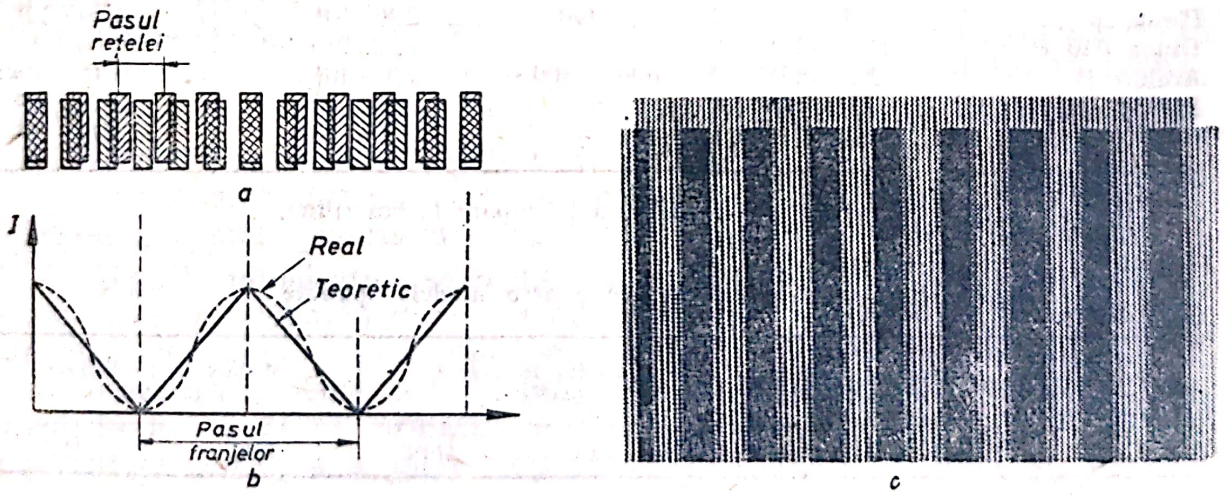


Fig. 6.16

* În limba franceză *moiré* este o mătase cu reflexe ondulate, schimbătoare. Fenomenul *moiré* de formare a benzilor întunecate prin suprapunerea a două rețele de linii a fost pentru prima dată analizat de Rayleigh (1875) și aplicat în tensometrie de Weller și Shepard (1948).

Scanned with OKEN Scanner

Suprapunînd a doua rețea de linii, *rețeaua martor*, apar franje moiré, care în general nu sînt rectilinii (fig. 6.18). Franjele rezultate în aceste condiții au o semnificație specială. Considerînd cazul simplu al unei rețele martor de linii paralele, suprapuse pe rețeaua imprimată, inițial identică, care prin deformare a căpătat o formă oarecare, se observă că franjele urmăresc punctele de intersecție ale celor două rețele (fig. 6.19) [11]. Prin urmare, pentru ca un punct al rețelei imprimate să ajungă prin deformarea piesei * pe o franjă, trebuie să se deplaseze după direcția perpendiculară pe rețeaua martor (după axa Oy) cu un număr întreg de pasuri p. Astfel, toate punctele rețelei imprimate (care coincide inițial cu rețeaua martor) care au o deplasare după perpendiculara la liniile rețelei martor egală cu p, ajung pe franja de indice f_1 (A se deplasează în A', B în B' etc.), iar punctele cu o deplasare de $2p$ ajung pe franja următoare f_2 ș.a.m.d. Se ajunge la concluzia că franjele moiré formate pe corpurile solicitate mecanic sînt *locuri de egală deplasare după direcția perpendiculară pe liniile rețelei martor*. Dacă se notează cu v această deplasare (după direcția Oy), franjele corespund deci curbelor de nivel ale funcției $v(x, y)$. Această proprietate stă la baza aplicării fenomenului moiré în tensometrie.

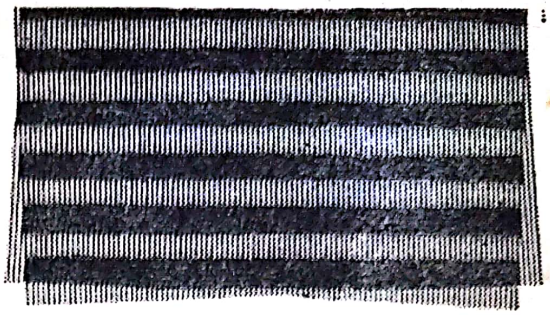


Fig. 6.17

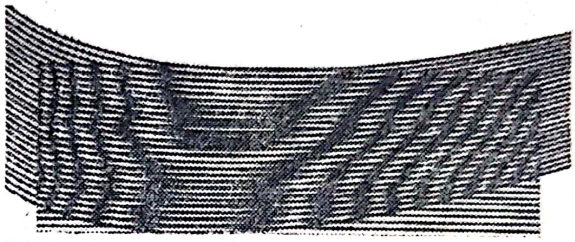


Fig. 6.18

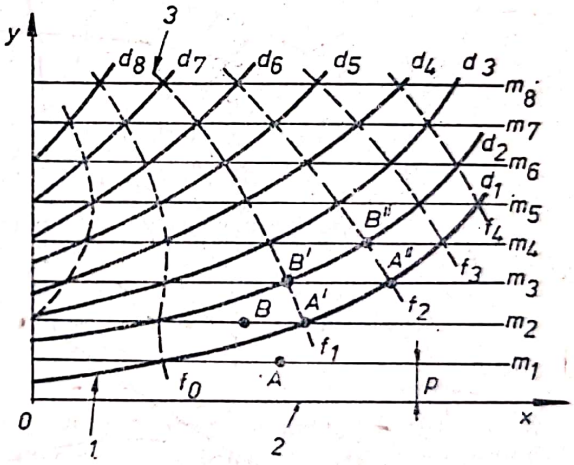


Fig. 6.19:
1 – rețea deformată; *2* – rețea martor; *3* – franje moiré.

Cercetarea stării plane de eforturi unitare. Pentru cercetarea unei structuri cu stare plană de eforturi unitare, se imprimă pe suprafața cercetată o rețea în cruce, de orientare Ox, Oy. După ce structura se deformează, se pot evidenția, cu o rețea martor de pas egal cu al rețelelor imprimate, două familii de franje moiré, $u(x, y)$ și $v(x, y)$, după cum liniile rețelei martor sînt orientate după direcția axelor Ox sau Oy.

Cele două familii de franje constituie teoretic două suprafețe care definesc în orice punct deformațiile u și v ca multipli ai pasului p al rețelelor. Spre exemplu o franjă de ordin n din familia $u(x, y)$, definește punctele care au suferit o deplasare $u = np$.

Analiza celor două familii de franje permite determinarea tensorului deformațiilor în orice punct al suprafeței cercetate.

* Punctele de intersecție prin care trec franjele aparțin și rețelei martor, cu linii paralele.

Scanned with OKEN Scanner

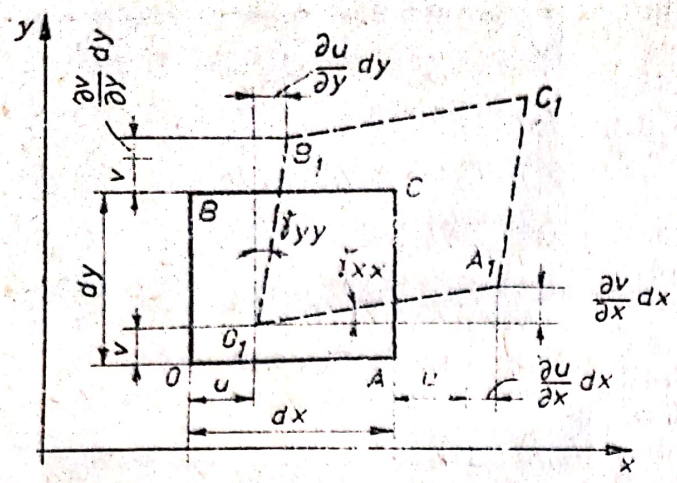


Fig. 6.20

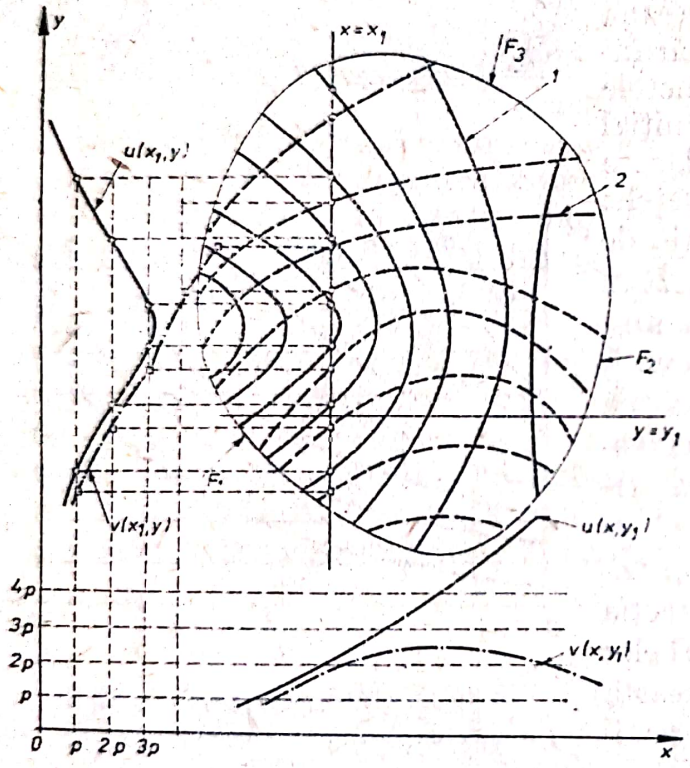


Fig. 6.21:
1 — franje $u(x,y)$, cu rețea martor verticală; *2* — franje $v(x,y)$, cu rețea martor orizontală.

După cum este cunoscut, dacă se consideră un paralelipiped elementar din piesa cercetată, de secțiune $dx\,dy$ (fig. 6.20) care se deformează astfel că $O(x, y)$ ajunge în $O_1\ (x + u, y + v)$, se definesc:

— alungirea specifică după direcția Ox, $\varepsilon_x = \frac{\partial u}{\partial x}$;

— alungirea specifică după direcția Oy, $\varepsilon_y = \frac{\partial v}{\partial y}$;

— lunecarea specifică (variația totală a unghiului AOB), $\gamma_{xy} = \frac{\partial v}{\partial x} + \frac{\partial u}{\partial y}$.

Prin urmare trebuie determinate cele patru derivate ale deplasărilor u și v ale unui punct, pentru precizarea deformațiilor specifice și a eforturilor unitare corespunzătoare.

În acest sens, se poate folosi o metodă prin derivare grafică. Principiul metodei este prezentat în figura 6.21. O dreaptă $x = x_1$ care intersectează familia de franje $u(x, y)$ definește o curbă $u(x_1, y)$, care este reprezentată în figură. Trecerea de la o franjă la alta este marcată de o variație a deplasării u egală cu pasul p; scara aleasă pentru pasul p este arbitrară. Intersecția aceleiași drepte cu familia de franje $v(x, y)$ definește o altă curbă $v(x_1, y)$, care a fost reprezentată în aceeași diagramă. În mod asemănător, cu o dreaptă $y = y_1$ se pot preciza curbele $u(x, y_1)$ și $v(x, y_1)$. Cele patru curbe se derivează grafic rezultînd astfel coeficienții $\frac{\partial u}{\partial x}$, $\frac{\partial u}{\partial y}$, $\frac{\partial v}{\partial x}$ și $\frac{\partial v}{\partial y}$ în lungul dreptelor $x = x_1$, $y = y_1$. Operația se repetă cu alte perechi de drepte $x = x_i$, $y = y_i$, pentru a obține valorile necesare ale derivatelor deplasărilor în orice punct al suprafeței.

Precizia metodei depinde de mărimea intervalelor dintre franje (interfranje); curbele de tipul $u(x_1, y)$ se trasează prin puncte cu atît mai numeroase, cu cît dreptele paralele la axele Ox și Oy întîlnesc mai multe franje, deci rețelele sînt mai dese. Condiția poate fi îndeplinită în mod satisfăcător, cînd se măsoară deformații mari. Pentru fixarea ideilor, se consideră un exemplu.

Scanned with OKEN Scanner

Cu o rețea cu frecvența de 20 linii/mm ($p = 1/20$ mm) se obțin, la o deformație $\varepsilon = 2 \cdot 10^{-3}$, interfranje $f = p/\varepsilon = 25$ mm; pe o zonă de 100 mm se obțin astfel maximum 4 franje, deci 4 puncte pentru trasarea curbelor de deplasare care se derivează grafic. Prin mărirea frecvenței liniilor rețelei la 100 linii/mm, numărul punctelor de intersecție va crește la circa 20.

Același rezultat s-ar fi obținut tot cu rețeaua cu frecvența liniilor de 20 linii/mm, la o deformație specifică $\varepsilon = 1 \cdot 10^{-2}$.

Cercetarea stării spațiale de tensiuni. Metoda moiré este utilizată și în studiile stărilor spațiale de tensiuni. Se folosesc modele transparente, în care se includ mai multe rețele, orientate paralel la planurile de referință xOz și yOz. Tehnica de lucru implică secționarea modelului după planurile care trebuie cercetate și lustruirea suprafețelor obținute; după imprimarea rețelelor, piesele detașate se lipesc. Franjele moiré se înregistrează după încărcarea mecanică a modelului scufundat într-un lichid, cu același indice de refracție cu al modelului. Într-o altă variantă, se apelează la tehnica eforturilor înghețate pentru realizarea stării de tensiuni cercetate, modelul fiind executat din rășini sintetice adecvate.

Posibilitățile oferite de metoda moiré pentru analiza stărilor spațiale de eforturi sînt comparate cu cele ale fotoelasticității în tabelul 6.12.

Tabelul 6.12

Comparație între metodele fotoelasticității și moiré aplicate la studiul stărilor spațiale de eforturi

Metoda moiré	Metoda fotoelasticității
1. Măsurarea se face într-un plan stabilit cu precizie	Rezultatul măsurării reprezintă valoarea integrată pe grosimea plăcii decupate din model
2. Sensibilitatea se poate controla în limite relativ largi prin schimbarea rețelelor	Posibilitățile de control al sensibilității prin schimbarea materialului fotoelastic nu sînt mari
3. Tehnica de lucru este complicată. Aplicarea metodei pare indicată pentru măsurările în care se impune precizie maximă	Metoda pare preferabilă pentru măsurările obișnuite

Realizarea rețelelor. Rețelele imprimate pe structurile cercetate se obțin în general pe cale fotografică, folosind rețele de bază (model). Pe suprafața piesei lustruite în prealabil se întinde un lac fotosensibil cu granulație foarte fină și cu contrast mare, după care se execută copia prin contact după rețeaua de bază. Un alt procedeu constă în copierea prin contact a rețelei pe un film „peliculabil", la care emulsia fotosensibilă este separată de suport printr-un strat de mică aderență. Filmul se lipește apoi pe structură pe partea emulsiei, pe care se află imprimată rețeaua, iar după uscarea adezivului se îndepărtează suportul filmului. O altă tehnică, de imprimare a rețelelor prin gravare pe cale chimică, este indicată pentru măsurătorile la temperaturi ridicate.

Scanned with OKEN Scanner

6.5. METODA INTERFEROMETRIEI HOLOGRAFICE

Metoda recent introdusă în cercetarea deplasărilor și deformațiilor, a stării plane de eforturi și a vibrațiilor, a rezultat prin asocierea principiului interferometriei cu înregistrarea holografică.

Holografia reprezintă în principiu tot o metodă interferențială de înregistrare optică: pe pelicula fotosensibilă se fixează imaginea interacțiunii undelor luminoase difractate pe obiect (numite *unde obiect*), cu o undă luminoasă de referință, cu care au corelații de fază. Înregistrarea obținută după prelucrarea peliculei fotografice reprezintă *holograma*. Prin iluminarea hologramei cu o undă luminoasă identică cu unda de referință — numită în această situație *unda de reconstruire* — se obține imaginea tridimensională a obiectului, care se poate observa sau fotografia din toate direcțiile.

În figura 6.22 se prezintă schematic modul de înregistrare holografică a unui obiect. Unda plană, coerentă, emisă de un laser este divizată de o semioglindă. Partea care trece prin semioglindă constituie unda de referință; cealaltă parte ilumineză obiectul formînd, prin difracție, unda obiect. Fiind rezultată prin modificările de amplitudine și fază ale undei incidente, unda obiect poartă informațiile asupra configurației suprafeței obiectului. Iluminînd holograma cu lumina coerentă de referință se obține, prin efect de difracție în structura hologramei, reconstruirea imaginii obiectului. Un observator plasat în spatele hologramei va observa în fața acesteia, *imaginea virtuală* în relief a obiectului. Întrucît în fiecare punct al plăcii s-au înregistrat informații referitoare la toate punctele obiectului, așa cum au fost văzute din zona respectivă, întregul front de undă se poate reconstitui folosind numai o parte din hologramă; oricare ar fi regiunea din hologramă prin care privim spre izvorul de lumină, se obține imaginea virtuală în relief a obiectului. În spatele hologramei se formează *imaginea reală* spațială a obiectului, care se poate înregistra fotografic.

Pentru a evidenția posibilitățile înregistrării holografice și reconstruirii totale a imaginii obiectului, se consideră unda complexă incidentă pe peli-

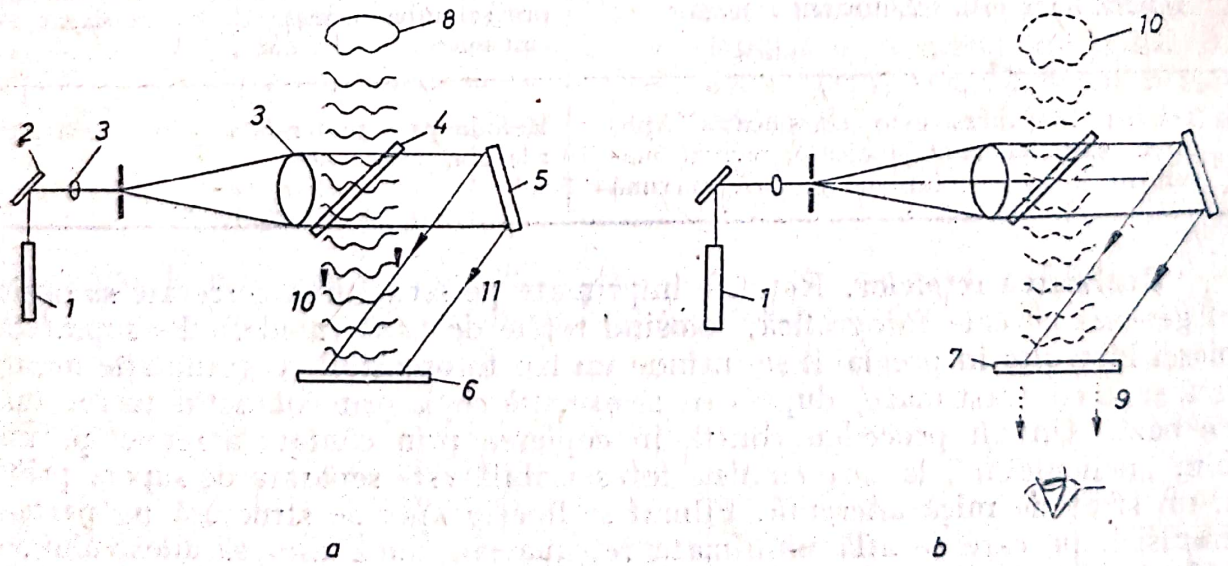


Fig. 6.22:
1 — laser; *2* — oglindă; *3* — lentilă; *4* — semi-oglindă; *5* — oglindă; *6* — peliculă fotografică; *7* — hologramă; *8* — obiect; *9* — imagine reală; *10* — imagine virtuală; *11* — undă de referință; *12* — undă obiect.

Scanned with OKEN Scanner

cula fotosensibilă la înregistrarea holografică, $Y = A\,e^{j\varphi}$, reprezentînd rezultanta undei de referință $Y_r = A_r e^{j\varphi_r}$ și a undei obiect $Y_0 = A_0\,e^{j\varphi_0}$,

$$Y = Y_r + Y_0 = e^{j\varphi_r}[A_r + A_0\,e^{j(\varphi_0 - \varphi_r)}], \tag{6.34}$$

unde A, A_r și A_0 reprezintă amplitudinile reale ale undelor iar φ, φ_r și φ_0 — fazele lor. Amplitudinea totală este

$$A = \sqrt{YY^*} = \sqrt{A_r^2 + A_0^2 + 2A_rA_0\cos(\varphi_0 - \varphi_r)}. \tag{6.35}$$

Fotografia pozitivă a hologramei negative se caracterizează prin transmisibilitatea (factorul de transmisie) în amplitudine T_p, definită ca raportul amplitudinii undei emergente de la placă, la cea a undei incidente pe placă,

$$T_p = KA^{\gamma}, \tag{6.36}$$

unde γ este contrastul total al proceselor pozitive-negative, iar K este un factor care depinde de timpul de expunere și de caracteristicile plăcii fotografice.

În procesul de reconstituire, holograma pozitivă este iluminată cu radiația coerentă de referință Y_r, astfel că unda transmisă va fi

$$Y' = T_pY_r = KA^{\gamma}A_r\,e^{j\varphi_r} = KA_r\,e^{j\varphi_r}[A_r^2 + A_0^2 + 2A_rA_0\cos(\varphi_0 - \varphi_r)]^{\gamma/2}. \tag{6.37}$$

Dacă se ia $\gamma = 2$, se obține

$$Y' = KA_r^2\,e^{j\varphi_r}\left[A_r + \frac{A_0^2}{A_r} + A_0\,e^{j(\varphi_0 - \varphi_r)} + A_0\,e^{-j(\varphi_0 - \varphi_r)}\right]. \tag{6.38}$$

Comparînd relațiile (6.38) cu (6.34), se observă că primii doi termeni nu aduc informații asupra obiectului, reprezentînd unda de referință atenuată cu mărimile scalare A_r și A_0^2/A_r. Termenul următor corespunde unei unde avînd amplitudinea proporțională cu a undei obiect și aceeași fază cu acesta, și reprezintă unda reconstituită. Imaginea virtuală corespunzătoare a obiectului poartă toate informațiile de amplitudine și fază. Ultimul termen are aceeași amplitudine cu unda reconstituită și o deplasare de fază de semn opus față de unda de referință. Aceasta reprezintă deci o undă conjugată complex undei obiect și asigură formarea imaginii reale a obiectului.

Posibilitatea reconstruirii integrale a imaginii obiectului prin holografie permite aplicarea principiului interferometric pentru cercetarea unui obiect. Prin suprapunerea imaginii virtuale a obiectului peste imaginea reală sau o altă imagine virtuală, obținută ulterior, se vor forma franje întunecate de interferență, care evidențiază diferențele de fază.

Interferometria holografică se aplică în prezent în trei variante.

În interferometria holografică în timp real (cu expunere simplă), holograma se expune după developare exact în locul de înregistrare. Prin iluminarea obiectului și a hologramei cu aceeași lumină de referință ca și la înregistrarea inițială, se realizează suprapunerea imaginii virtuale a obiectului cu imaginea sa reală. Presupunînd că obiectul a suferit din momentul înregistrării holografice mici modificări, de ordinul deformațiilor obișnuite ale structurilor solicitate mecanic, se stabilesc diferențe de fază între imaginea sa virtuală inițială și imaginea reală finală; franjele întunecate corespund unei diferențe de fază de $\lambda/2$. Aplicarea metodei implică dificultăți, datorită preciziei impuse la poziționarea hologramei.

Scanned with OKEN Scanner

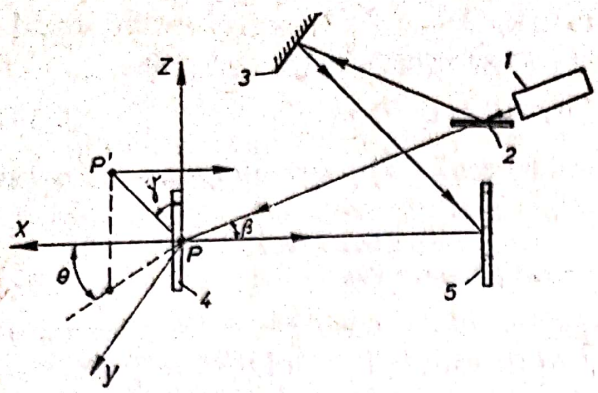


Fig. 6.23:
1 — laser; *2* — semi-oglindă; *3* — oglindă; *4* — structura cercetată; *5* — peliculă fotografică.

O altă variantă, interferometria holografică *cu dublă expunere*, constă în înregistrarea consecutivă, pe aceeași placă fotografică, a două fronturi de undă obiectiv, înainte și după deformare. Imaginile obținute se reconstituie apoi simultan, prin iluminare. Franjele de interferență care se formează evidențiază modificările survenite între momentele celor două înregistrări.

A treia variantă denumită *cu expunere continuă*, constă în înregistrarea holografică, chiar în timpul deformării piesei. Franjele de interferență corespund pozițiilor extreme, medii pentru perioada de înregistrare (amplitudinea medie); zonele luminoase apar pe porțiunile care nu se deplasează.

În figura 6.23 se reprezintă schema unei instalații de cercetare a deformațiilor prin interferometrie holografică cu dublă expunere [14]; un punct P al elementului cercetat ajunge prin deformare în P'.

Se demonstrează că franja întunecată de ordinul m reprezintă locul geometric al punctelor care se deplasează cu

$$\Delta = (2m - 1)\frac{\lambda}{2C \sin\gamma}, \qquad (6.39)$$

unde $C = \cos\theta + \cos\theta\cos\beta + \sin\theta\sin\beta$. Prin urmare, se poate determina deplasarea punctului P, dacă se cunoaște direcția deplasării (unghiurile θ și γ). În general, direcția deplasării este însă necunoscută; ca urmare sînt necesare două înregistrări holografice suplimentare, pentru precizarea celor doi parametri necunoscuți, θ și γ.

Metoda interferometriei holografice a fost aplicată și pentru studiul stărilor plane de eforturi pe modele fotoelastice. Pe înregistrările care se obțin apar două familii de curbe care se intersectează: a) curbe pentru care diferența $\sigma_1 - \sigma_2$ a eforturilor unitare principale este constantă (izocromate); b) curbe pentru care suma $\sigma_1 + \sigma_2$ este constantă (izopache). În punctele lor de intersecție, rezultă deci eforturile unitare principale.

6.6. CERCETAREA EXPERIMENTALĂ A EFORTURILOR UNITARE ȘI DEFORMAȚIILOR LA MAȘINILE TERMICE

Starea plană de eforturi din organele și structurile cu forme complicate ale mașinilor termice se cercetează în mod frecvent asociind metoda acoperirilor casante cu tensometria rezistivă sau cu fotoelasticitatea. Prima metodă dă informații calitative, pe întreaga suprafață cercetată, evidențiind zonele cele mai solicitate, și una din familiile de izostatice. A doua metodă se aplică apoi exclusiv în aceste zone, pentru determinarea cantitativă precisă a deformațiilor și eforturilor unitare periculoase.

Scanned with OKEN Scanner

În acest mod s-a procedat de exemplu pentru determinarea eforturilor unitare din bloc — carterul unui motor în doi timpi, cu doi cilindri și răcire cu aer, la care s-a modificat alezajul cilindrului de la 80 la 88 mm [1]. Măsurările s-au efectuat pe elementul real, atît în peretele lateral, în zona de fixare a șurubului de strîngere a cilindrului, cît și în pereții transversali care susțin palierele arborelui cotit. Efectele solicitărilor mecanice au fost analizate separat, în condiții statice; a) solicitările de montaj, prin strîngerea la valoarea prescrisă a șuruburilor; b) solicitările produse de forțele de presiune, prin umplerea cilindrului cu ulei sub presiune, în poziția p.m.i. a mecanismului motor. Solicitările produse de forțele de inerție au fost neglijate; analiza lor s-ar fi putut realiza în condiții dinamice, prin antrenarea din exterior a arborelui cotit.

Fisurile acoperirii casante pe peretele exterior al bloc-carterului, determinate de solicitarea de montaj (fig. 6.24), au localizat extrem de clar zona cea mai solicitată la racordarea nervurii în care sînt fixate șuruburile. În mod asemănător s-a procedat pentru cercetarea efectului forței de presiune pe pereții transversali și laterali; pentru izolarea efectului forței de presiune, strîngerea cilindrilor și chiulaselor s-a făcut înainte de întărirea acoperirii casante.

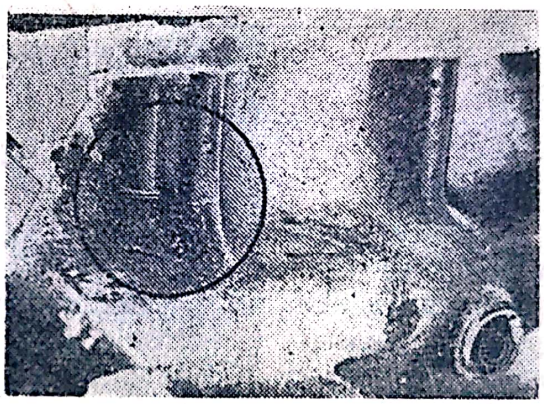


Fig. 6.24

În continuare, s-au aplicat folii curbate, fotoelastice, în zona cea mai solicitată a peretelui lateral, pentru determinarea precisă, prin fotoelasticitate, a eforturilor unitare periculoase. În figura 6.25 se prezintă imaginea izocromatelor obținute succesiv în lumina albă, după fixarea șuruburilor (*a*), strîngerea chiulasei (*b*), și după aplicarea unei presiuni în cilindru de 79 daN/cm² (*c*); în ultima variantă apar două izocromate. Valorile eforturilor unitare stabilite după etalonare și analiza izocromatelor au fost confruntate cu cele obținute în condiții identice, prin tensometrie electrică rezistivă, utilizîndu-se mărci tensometrice cu baza de 0,6 mm; diferențele maxime între rezultate nu au depășit 10%.

Determinarea eforturilor unitare în zonele periculoase din pereții transversali s-au făcut prin tensometrie rezistivă, singura metodă care era dealtfel aplicabilă (fig. 6.26). În urma determinărilor cantitative s-au putut stabili modificările constructive necesare pentru asigurarea rezistenței necesare a bloc-carterului.

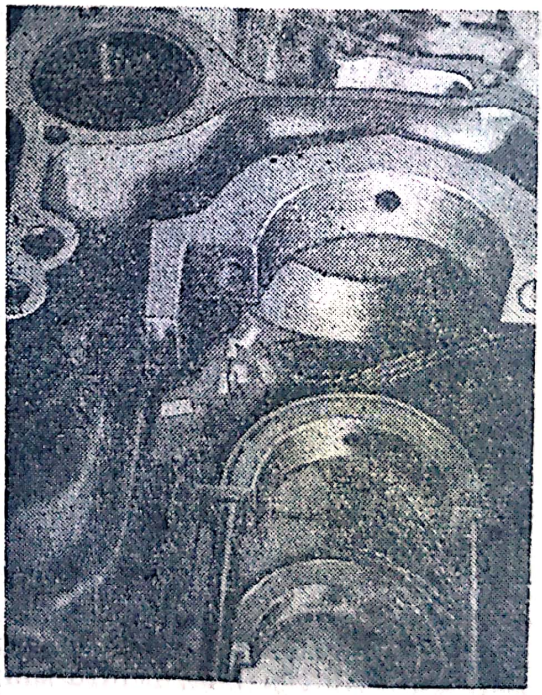


Fig. 6.26

Scanned with OKEN Scanner

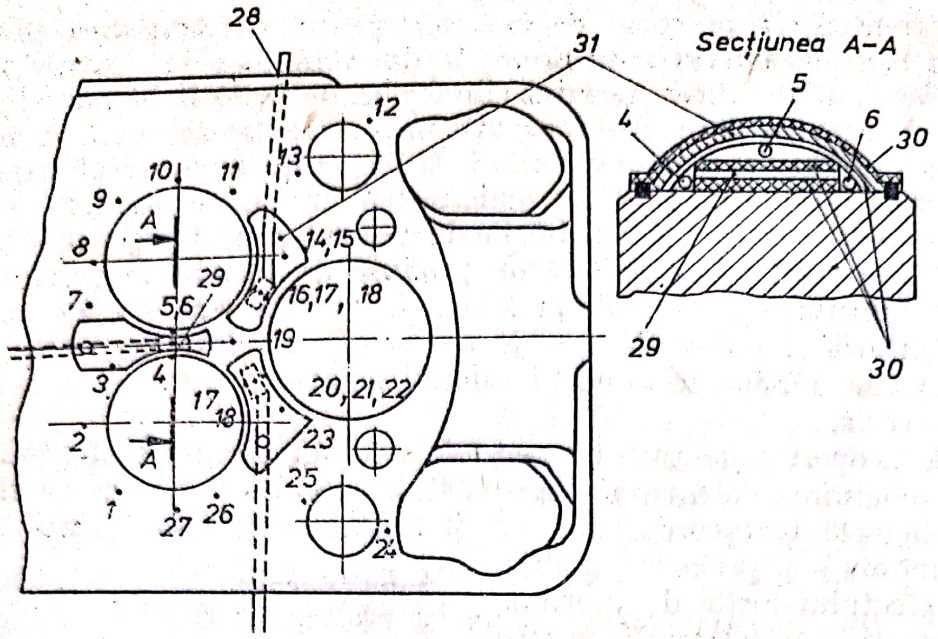


Fig. 6.27:

1 ... 27 — termocupluri; *28* — conductoare de legătură; *29* — marca tensometrică; *30* — ciment termostabil; *31* — ecran de protecție din oțel inoxidabil (tablă 0,3 mm grosime, sudată în puncte).

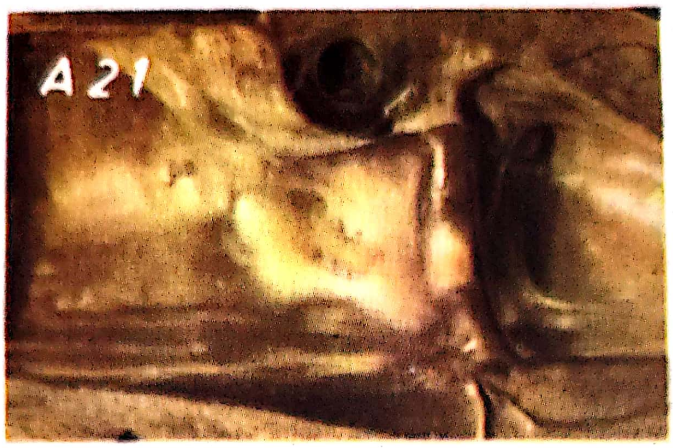
La cercetarea rezistenței ramei de fundație și a carterului sudat al unui motor diesel cu 12 cilindri în V, de 5 150 CP la 532 rot/min, s-a procedat tot în succesiunea: acoperiri casante, analiză prin fotoelasticitate folosind acoperiri fotoelastice și tensometrie electrică rezistivă [17]. În afară de analiza efectului forței de presiune, în condiții statice, s-a analizat prin tensometrie rezistivă și efectul tensiunilor termice; în acest scop s-au efectuat măsurări din 5 în 5 minute, după pornirea la rece a motorului, pînă la plina sarcină. În urma măsurărilor a rezultat necesitatea întăririi pereților laterali, pentru reducerea unor vîrfuri de eforturi unitare la un nivel admisibil.

La organele cu forme mai simple, sau la care zonele cu solicitări periculoase sînt evidente, se aplică direct tensometria rezistivă. În figura 6.27 se prezintă un traductor tensometric fixat prin sudură pe suprafața de lucru a unei chiulase de motor, în zona dintre sediul supapei și injector, unde se produc frecvent fisurări [9]. Alături de traductor sînt plasate termocupluri pentru măsurarea temperaturii, în scopul efectuării corecțiilor impuse de efectul încălzirii traductorului și de diferențele de dilatare chiulasă-traductor. Un ecran din folie de oțel protejează traductorul față de acțiunea directă a flăcării și a componenților agresivi din cilindru.

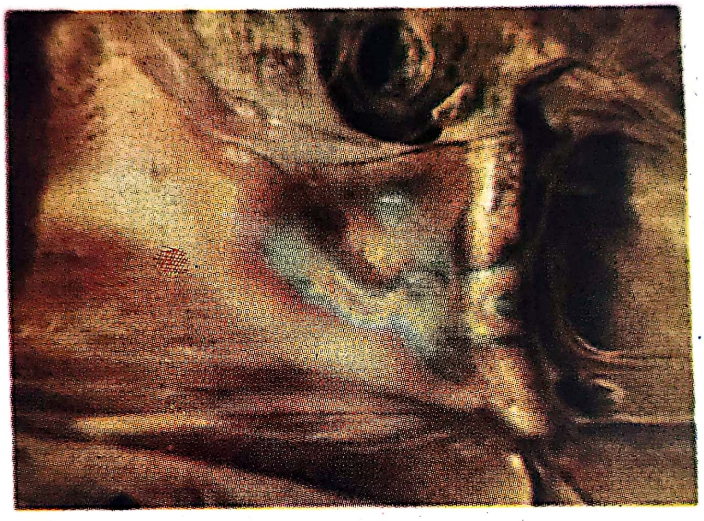
Un exemplu similar îl oferă măsurarea eforturilor unitare la baza paletei unei turbine cu gaze, la care s-a aplicat tot tensometria rezistivă. Traductorul tensometric este fixat, fără suport, pe un strat de adeziv ceramic depus pe paletă; protejarea traductorului față de contactul direct cu gazele este realizată tot cu adeziv ceramic (fig. 6.28).

Măsurările pe elemente reale se efectuează pentru verificarea finală a unui nou produs, sau în activitatea de dezvoltare și perfecționare. În perioada de elaborare și punere la punct a soluțiilor constructive și a dimensiunilor organelor prototip, cercetările se fac în general pe modele, realizate la o scară convenabilă, pentru simplificarea execuției și a condițiilor de analiză. Dificultatea principală în realizarea acestor modele este determinată

Scanned with OKEN Scanner



a.



b.

c.

Fig. 6.25

Scanned with OKEN Scanner

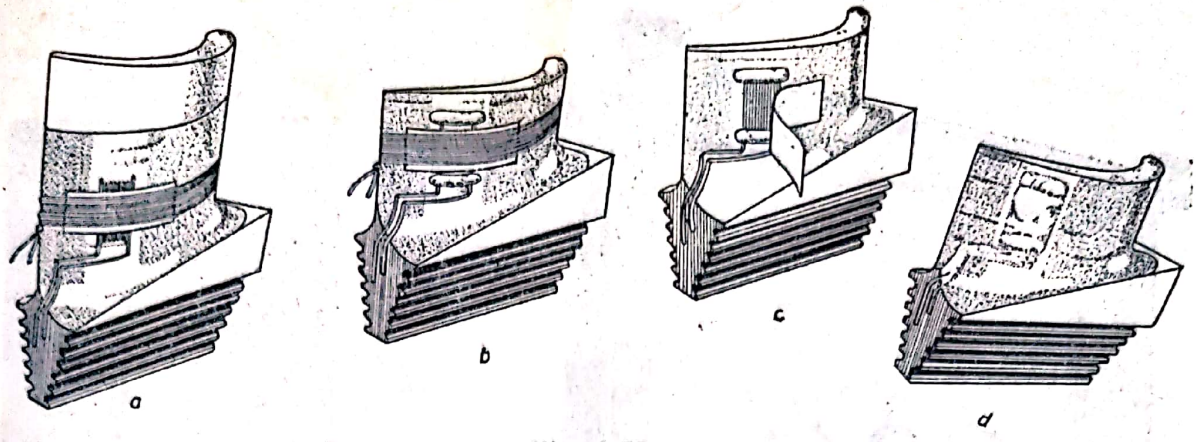


Fig. 6.28:
a ... d – etapele fixării mărcii tensometrice.

în general de condiția reproducerii corecte a influenței celorlalte elemente constructive asupra rigidității elementului cercetat.

Execuția modelelor din materiale transparente fotoelastice permite pe de altă parte aplicarea fotoelasticității pentru măsurări. Modelele plane cercetate prin fotoelasticitate sînt extrem de avantajoase pentru cazurile cu simetrie axială, întrucît distribuția plană de eforturi cercetată reproduce cu o aproximație satisfăcătoare, distribuția de eforturi spațială. Cercetarea prin fotoelasticitate pe modele plane mai simple, se practică de exemplu pentru capul pistonului

În figura 6.29 se prezintă instalația de încărcare mecanică a unui model plan de piston, care permite ca prin alegerea convenabilă a unor elemente de încărcare, să se simuleze solicitările produse de presiunea gazelor din cilindru sau de forțele de inerție. În această instalație s-a obținut de exemplu imaginea izocromatelor din figura 6.30, obținută în modelul unui cap de piston cu diametrul de 520 mm, la încărcarea corespunzătoare unei presiuni de ardere de 120 daN/cm²; pe figură sînt indicate eforturile unitare stabilite pe această cale (semnul + indică tracțiune, semnul —, compresiune) [13].

Pentru cercetarea stării spațiale de eforturi se aplică în mod curent metoda fotoelasticității pe tranșe plane secționate din model după înghețarea eforturilor.

În figura 6.31 se reproduce imaginea izocromatelor obținute în tranșa centrală a unui model spațial de bielă de motor de tractor, în care au fost înghețate eforturile corespunzătoare forțelor de inerție [1]. Distribuția izocromatelor evidențiază concentrarea eforturilor în zonele de racordare la tijă și permite în continuare, determinarea eforturilor.

Aceeași metodă a fost aplicată și pentru studiul fotoelastic al modelului carterului inferior al unui motor de mare putere. Pentru modelarea corectă a condițiilor de încărcare mecanică, au fost reproduse la scară și celelalte subansambluri principale ale motorului (bloc de cilindri, mecanism motor) respectîndu-se condițiile de rigiditate. Ansamblul a fost încărcat static.

Scanned with OKEN Scanner

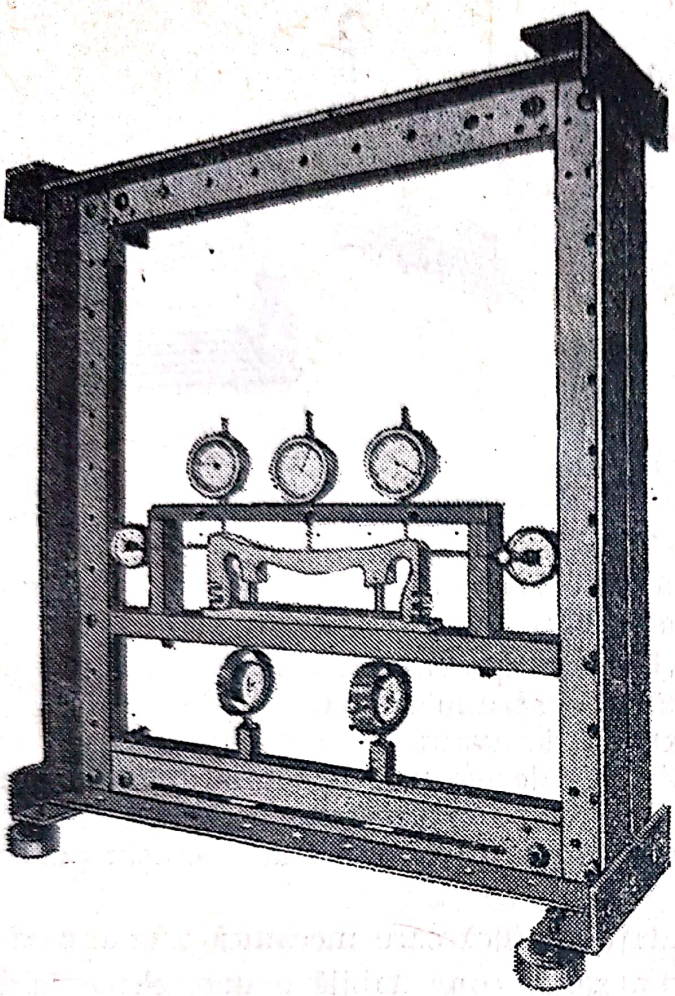


Fig. 6.29

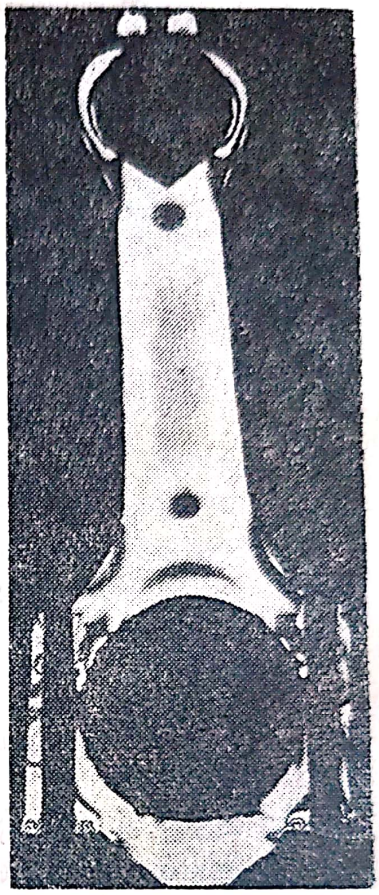


Fig. 6.31

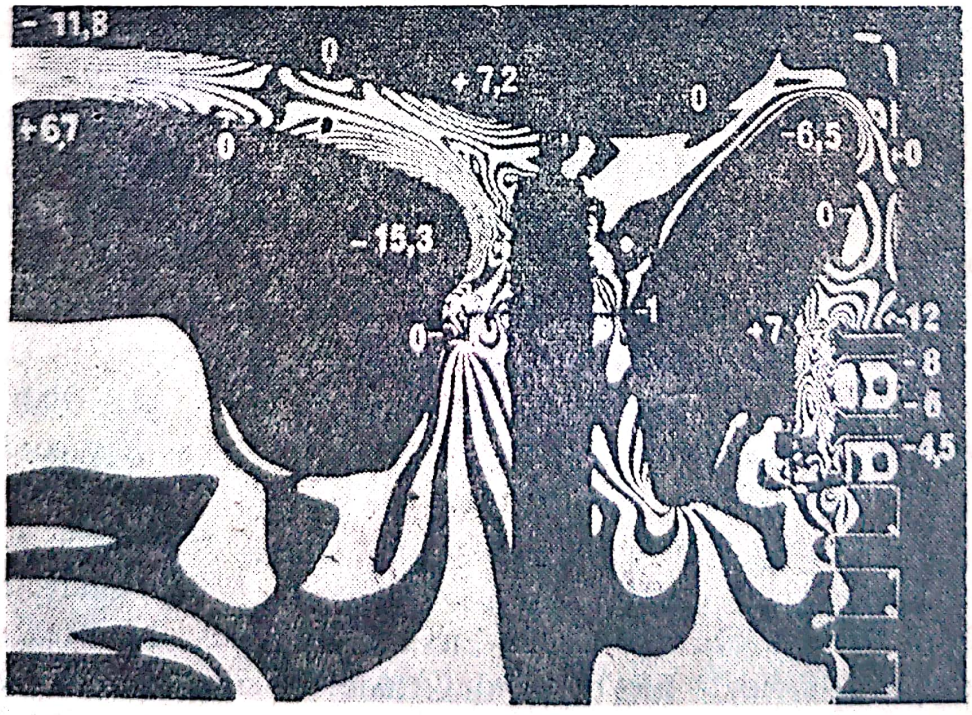


Fig. 6.30

Scanned with OKEN Scanner

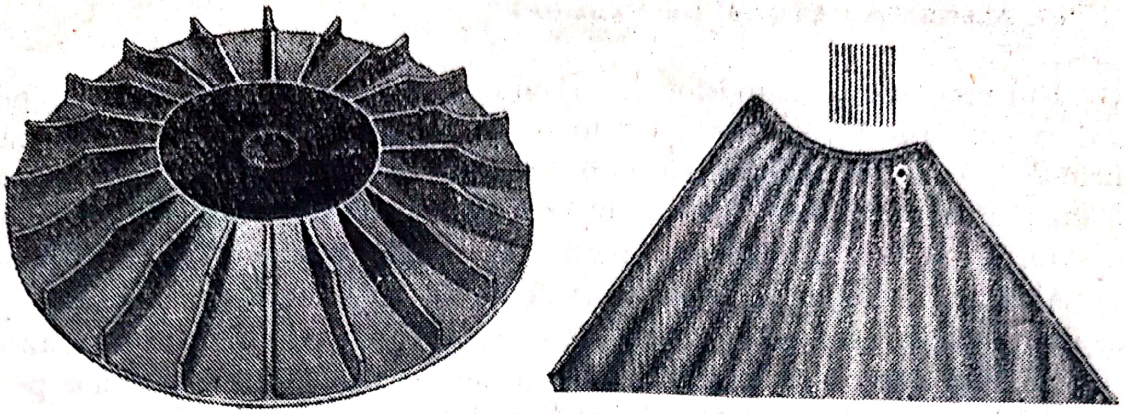


Fig. 6.32

În ultimii ani, a fost introdusă și metoda moiré pentru studiul stărilor spațiale de eforturi. Prin această tehnică au fost cercetate de exemplu deformațiile din bolțul de piston al unui motor diesel rapid, sau tensiunile din butucul unui compresor (fig. 6.32) [16].

Metoda interferometriei holografice se află de asemenea la începuturile aplicării în domeniul mașinilor termice. În figura 6.33 sînt reproduse hologramele obținute prin expunere simplă pentru patru construcții diferite de pistoane, supuse unei încălziri uniforme de 10°C. Schimbarea rețelei curbelor de interferență evidențiază diferențele dintre regimurile de dilatare ale celor patru pistoane. Rezultatele prelucrării cantitative a curbelor de interferență sînt prezentate în figura 6.34 sub forma curbelor izocoeficienților de dilatare liniară [10].

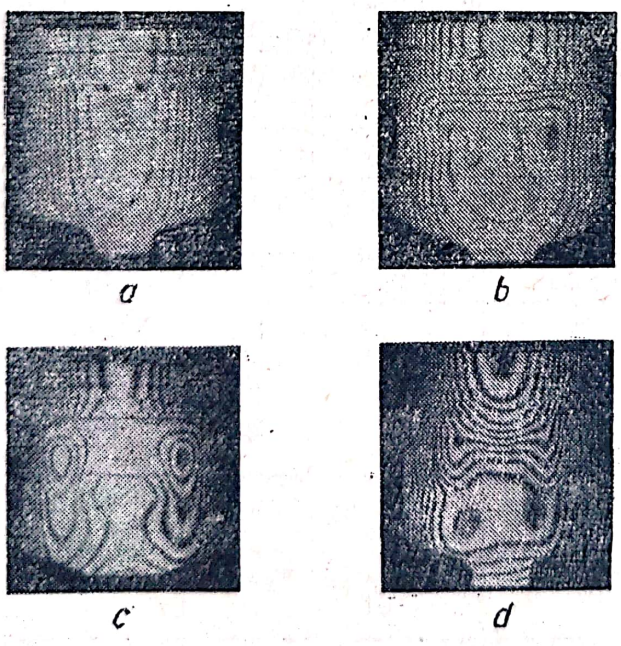


Fig. 6.33

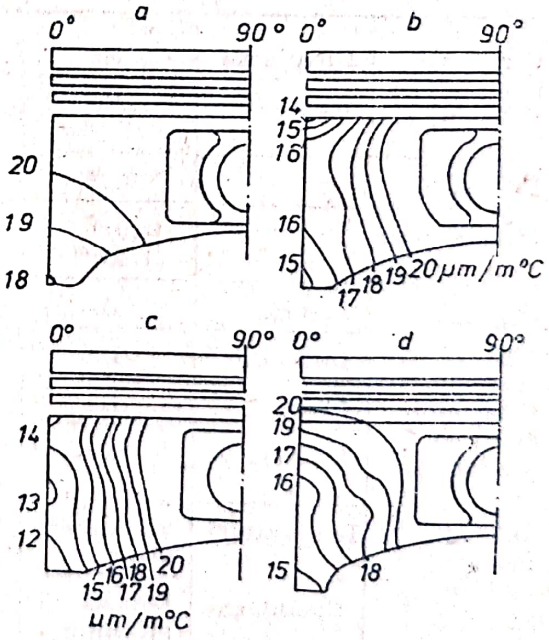


Fig. 6.34

6.7. ALEGEREA METODEI DE MĂSURARE

Din prezentarea metodelor de măsurare au reieşit posibilităţile de aplicare şi limitările lor specifice. Cu toate diferenţele care există între aceste metode, se constată că domeniile lor de aplicare se suprapun parţial. De aceea, la întrebarea: care este metoda optimă pentru efectuarea unei anumite măsurări?, nu este întotdeauna posibil să se găsească un singur răspuns.

Alegerea metodei de măsurare trebuie să se bazeze în orice caz pe analiza condiţiilor concrete, pornind de la următoarele criterii mai importante: a) caracterul general al informaţiilor necesare — distribuţia eforturilor pe o zonă largă a unui element, sau eforturile şi deformaţiile locale, determinate cu precizie maximă; b) caracterul solicitării mecanice, statice sau dinamice; c) caracterul stării de eforturi unitare; d) caracterul variaţiei eforturilor pe suprafaţa elementului cercetat; e) dimensiunile şi configuraţia elementului cercetat; f) condiţiile mediului ambiant; g) numărul punctelor de măsurare, dificultatea şi timpul de prelucrare a rezultatelor măsurării. Cele cinci metode prezentate au fost comparate în funcţie de aceste criterii în tabelul 6.13.

Tabelul 6.13

Comparaţie între metodele experimentale de cercetare a eforturilor unitare şi deformaţiilor

Criteriul de comparaţie / Metoda		Tensometrie electrică rezistivă	Acoperiri casante	Fotoelasticitate	Moiré	Interferometrie holografică
Caracterul informaţiilor necesare	Distribuţie	Nu	Da	Da	Da	Da
	Valori locale	Da	Nu	Da	Da	Da
Precizia		0,1%	—	0,5 ... 5%	—	—
Sensibilitatea		$1 \cdot 10^{-6}$ ($1 \cdot 10^{-8}$) [1]	—	$100 \cdot 10^{-6}$	$100 \cdot 10^{-6}$	—
Caracterul solicitării	Statică	Da	Da	Da	Da	Da
	Dinamică	Da	Nu		Da	
Caracterul stării de eforturi	Plană	Da	Da	Da	Da	Da
	Spaţială	Nu	Nu	Da	Da	Nu
Influenţa mediului ambiant	Temperatura	Se compensează	Foarte importantă	Foarte importantă	Nu	Nu
	Umiditatea	Depinde de protecţie	Da	Depinde de material	Redusă	Nu

[1] Traductoare cu semiconductoare.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Affenzeller, J. *Festigkeitsuntersuchungen an hochbelasteten Motorbauteilen.* M.T.Z. 35 (1974), nr. 7, p. 211—216.
2. Avril, J. *Les revêtements photoélastiques.* Publication GAMAC, Paris, 1967.
3. Buzdugan, Gh. și Blumenfeld, M. *Tensometria electrică rezistivă.* Edit. tehnică, București, 1966.
4. Diruy, M. *L'extensométrie par moiré.* Publication GAMAC, Paris, 1967.
5. Faure, G. *Le vernis craquelant.* Publication GAMAC, Paris, 1967.
6. Fink, K. și Rohrbach, C. *Handbuch der Spannungs und Dehnungsmessung.* VDI Verlag, Düsseldorf, 1958.
7. Iacovlev, V. G. și Iniutin, I. S. *Izmerenie napriajenii v detaliah mașin.* Mașghiz, Moskva, 1960.
8. Iova, I. *Elemente de optică aplicată*, cap. 9. Edit. științifică și enciclopedică, București, 1977.
9. Isaev, E. V. și Iacovișin, A. E. *Nekotorîe voprosî vîsokotemperaturnîi tenzometrii pri issledovania napriajenii v detaliah dvigatelei.* Traktorî i selhozmașinî, 1975, Nr. 1, p. 18—20.
10. Michael, H. *Deformationsanalyse mit der Holografie.* M.T.Z. 34 (1973), nr. 8, p. 255—256.
11. Mocanu, D. R. *Fenomenul moiré și aplicațiile lui în tensometrie.* Edit. tehnică, București, 1973.
12. Prigorovsckii, N. I. *Napriajenia i deformații v detaliah i uzlah mașin*, Mașghiz, Moskva, 1961.
13. Röhrle, M. *Ermittlung von Spannungen und Deformationen an Kolben unter Einsatz von Computer-Rechnenprogrammen und Spannungsoptik*, M.T.Z. 31 (1970), nr. 10.
14. Rusu, O. ș. a. *Holografia. Aplicații în domeniul rezistenței materialelor.* Institutul politehnic, București, 1973.
15. Theocaris, P. S. ș.a. *Analiza experimentală a tensiunilor.* Vol. I și II. Edit. tehnică, București, 1976 și 1977.
16. Ullmann, K. *Deformationsmessung an räumlich komplizierten Bauteilen nach dem Moiréverfahren.* Maschinenbautechnik 21 (1972), nr. 11, p. 502—506.
17. Walcher, R. *Festigkeitsuntersuchungen an einem geschweissten Dieselmotoren-Kurbelgehäuse* M.T.Z. 28 (1967), nr. 2, p. 71—74.

Scanned with OKEN Scanner

7

MĂSURAREA PRESIUNII ŞI A FORŢEI

7.1. MĂSURAREA PRESIUNII

7.1.1. Măsurarea cu manometre cu lichid

Prima dintre metodele care au fost aplicate pentru măsurarea presiunii, cu o largă utilizare şi în prezent pentru condiţiile statice, se bazează pe comparaţia cu presiunea hidrostatică a unei coloane de lichid.

Cel mai simplu aparat care funcţionează pe acest principiu este *manometrul diferenţial cu tub în formă de U* (fig. 7.1), pentru care în condiţii statice se aplică relaţia,

$$p = p_0 + \gamma h, \tag{7.1}$$

în care p este presiunea măsurată, p_0 — presiunea atmosferică, γ — greutatea specifică a lichidului din tub, h — diferenţa de nivel.

Valoarea măsurată a presiunii este afectată de următoarele surse de erori: a) eroarea la măsurarea cotei h, care depinde şi de meniscul format în cele două tuburi; b) abaterea de la poziţia verticală a tubului; c) variaţiile de densitate a lichidului din tub, datorită variaţiilor temperaturii ambiante.

Manometrul cu rezervor şi tub vertical reprezintă o variantă a manometrului cu tub U, la care unul dintre braţe s-a înlocuit printr-un rezervor cu secţiune relativ mare (fig. 7.2). Întrucît nivelul din rezervor variază foarte puţin sub acţiunea presiunii măsurate, este necesar să se citească numai cota nivelului lichidului din tub. Influenţa micilor variaţii ale nivelului din rezervor se iau în considerare la etalonare. Aparatul este considerat mai puţin precis decît manometrul cu tub U (eroarea de măsurare 1... 3 mm coloană de lichid).

Aparatele descrise măsoară presiunea relativă. Pentru măsurarea presiunii absolute, se folosesc *barometre*, al căror principiu este ilustrat în figura 7.3. Deasupra coloanei de lichid din tubul vertical, presiunea absolută este teoretic zero; presiunea reală este egală cu presiunea de vapori a lichidului din tub; la temperatura de 20°C, pentru mercur, corespunde $0{,}7 \cdot 10^{-5}$ daN/cm².

La măsurarea diferenţelor de presiune sub circa 150 mm coloană de lichid, se folosesc *manometre cu rezervor şi tub înclinat* (fig. 7.4) care realizează o sensibilitate mai mare. Relaţia de calcul a presiunii este

$$p = p_0 + \gamma l \sin \alpha, \tag{7.2}$$

Scala aparatului, pe care se citeşte distanţa l, este corectată în funcţie de micile variaţii ale nivelului din rezervor (h'). Erorile de măsurare la aparatele fabricate în ţara noastră sînt de 0,5% şi 1% din limita superioară a intervalului de măsurare.

Scanned with OKEN Scanner

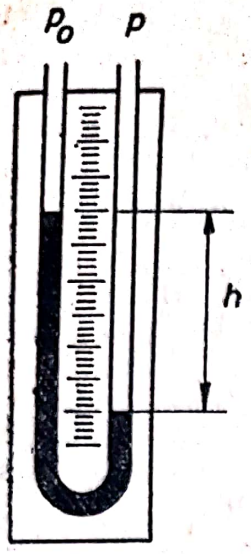


Fig. 7.1

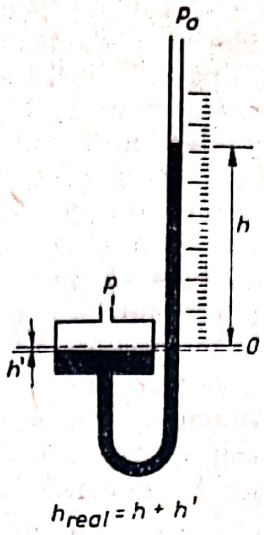


Fig. 7.2

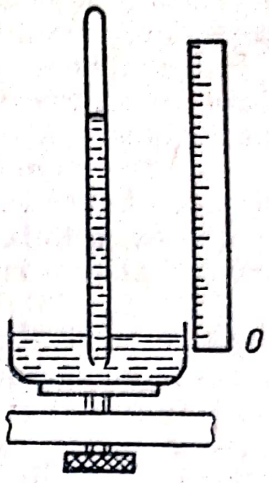


Fig. 7.3

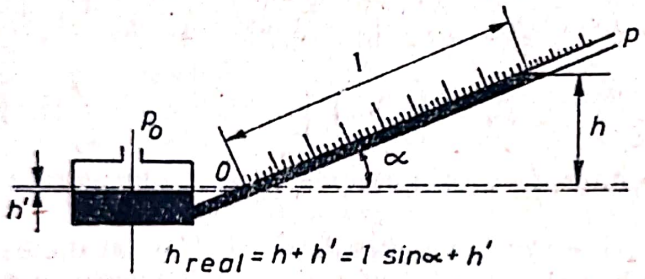


Fig. 7.4

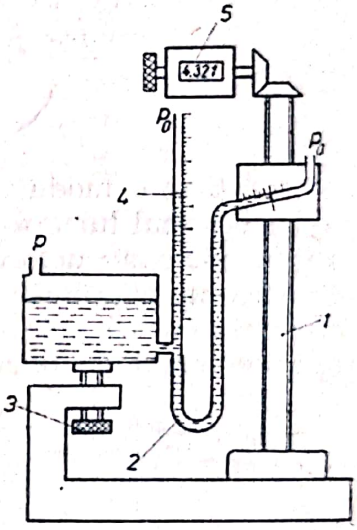


Fig. 7.5:
1 — şurub micrometric; *2* — tub flexibil; *3* — şurub pentru reglajul iniţial (la zero); *4* — citire aproximativă; *5* — citire precisă.

Aparatul cel mai precis pentru măsurarea diferenţelor de presiune pînă la circa 250 mm H_2O este *micromanometrul cu compensare*, cu tub înclinat şi rezervor deplasabil (fig. 7.5). Înainte de efectuarea măsurării, înălţimea rezervorului este reglată, astfel ca la o presiune egală $p = p_0$, nivelul lichidului în tubul înclinat să se găsească la reper. După aplicarea presiunii necunoscute $p \neq p_0$, nivelul din tubul înclinat se readuce la acelaşi reper prin deplasarea tubului. Diferenţa de cotă h se citeşte la micrometru. Sensibilitatea la determinarea presiunii atinge circa $2 \cdot 10^{-2}$ mm H_2O.

Domeniul de utilizare a manometrelor cu lichid este limitat în general la condiţiile statice, pînă la presiuni de circa 1 200 mm H_2O (0,12 daN/cm²) sau Hg (circa 1,6 daN/cm²).

7.1.2. Măsurarea cu elemente elastice

7.1.2.1. **Construcţia elementului elastic.** Presiunea care acţionează asupra unui element elastic poate fi măsurată în mai multe feluri: a) în funcţie de deplasarea rezultată din deformarea elementului; b) în funcţie de forţa

rezultantă, transmisă de element; c) în raport cu eforturile unitare locale din element. Majoritatea elementelor elastice folosite în instrumentele de măsurare a presiunii sînt de trei tipuri: tuburi Bourdon, membrane și burdufuri.

În figura 7.6 se prezintă două exemple de tuburi Bourdon. Toate aceste variante constructive au drept element comun un tub cu perete subțire și secțiune transversală necirculară. Dacă presiunea din interior, care se măsoară, este mai mare decît presiunea exterioară, tubul se deformează, cu tendința ca secțiunea să devină circulată și pe ansamblu, să ia forma de tub drept (de ex. spirala sau elicea tind să se desfacă). Ca urmare, se înregistrează o deplasare curbilinie a extremității libere (la tuburile în formă de C, în spirală sau în elice) sau o mișcare de rotație (la tubul răsucit), care se măsoară cu un sistem mecanic, sau cu traductoare electrice. Limita superioară a presiunii măsurate cu tuburile în formă de C depășește 5 000 daN/cm². Tuburile în spirală și în elice asigură o sensibilitate mai mare, dar presiunea maximă măsurată nu depășește în general 100 daN/cm².

Membrana plată (fig. 7.7, *a*), sau ondulată (fig. 7.7, *b*), este folosită ca element elastic în toate cele trei variante de măsurare: deplasare, forță sau eforturi locale. Pentru membrana circulară plată, încastrată pe contur, legătura dintre presiunea p și săgeata în centru y_{max}, care se măsoară, este exprimată de relația

$$p = \frac{16Et^4}{3R^4(1-\mu^2)}\left[\frac{y_{max}}{t} + 0{,}488\left(\frac{y_{max}}{t}\right)^3\right], \qquad (7.3)$$

în care E este modulul de elasticitate, t—grosimea, R—raza de încastrare, μ—coeficientul lui Poisson.

În domeniul deformațiilor relative mici (y_{max}/t sub circa 1/3), al doilea termen din paranteză este neglijabil, rezultînd astfel o relație cvasiliniară între presiune și săgeată. Creșterea rigidității membranei, prin care se mărește domeniul de liniaritate, este favorabilă și pentru ridicarea frecvenței proprii a membranei, f_n, de care depind posibilitățile de măsurare în condiții dinamice *

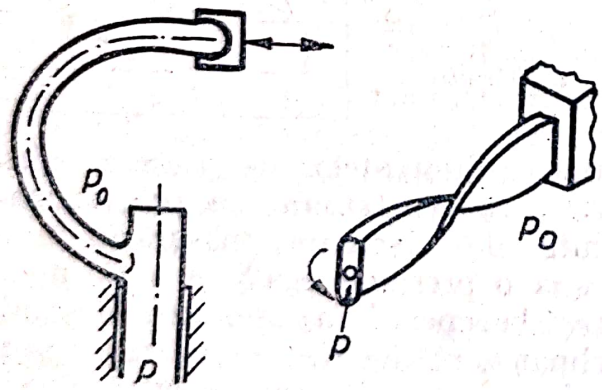


Fig. 7.6

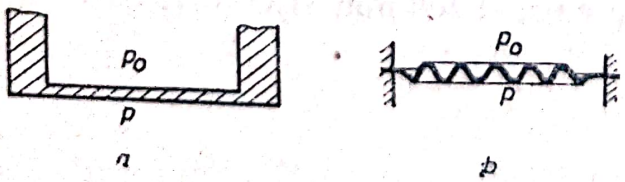


Fig. 7.7

$$f_n = k\frac{t}{R^2}\sqrt{\frac{E}{\rho(1-\mu^2)}}, \qquad (7.4)$$

unde ρ este densitatea materialului iar k — constanta dimensională de proporționalitate. Pe de altă parte, creșterea grosimii membranei antrenează reducerea sensibilității și este dezavantajoasă și sub aspectul semnalelor perturbatoare introduse de tensiunile termice din membrană (v. §7. 1.3). Pentru lărgirea domeniului de liniaritate, păstrînd neschimbată grosimea membranei, se adoptă forma ondulată sau de capsulă. În ambele variante, plată sau ondulată, membranele se folosesc într-un do-

* Relația corespunde primei frecvențe proprii.

meniu larg de presiuni, de la circa $1 \cdot 10^{-3}$ la 350 daN/cm^2.

Elementul elastic cu formă de burduf (fig. 7.8) se adoptă pentru măsurarea unor presiuni moderate (maximum 20 ... 30 daN/cm^2), cu avantajul că se obţin deformaţii mari.

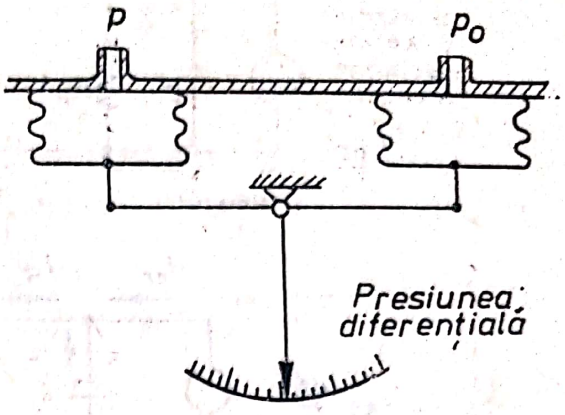


Fig. 7.8:

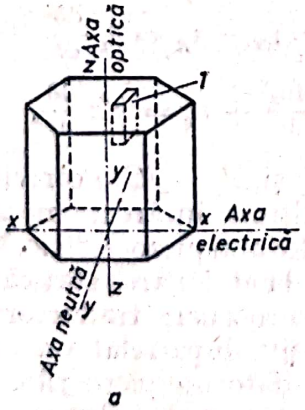
7.1.2.2. **Traductorul electric. Traductorul piezoelectric.** Elementul elastic se asociază cu un traductor electric tipic pentru măsurarea forţei, deplasării sau eforturilor unitare. Traductorul piezoelectric aparţine primei categorii.

Funcţionarea traductorului piezoelectric se bazează pe apariţia de sarcini electrice la suprafaţa pieselor din anumite materiale — dielectrice cristaline (cuarţul, sulfatul de litiu) sau ceramice sintetice (titanatul de bariu) — şi a unei polarizări electrice interioare, cînd sînt supuse unor deformări mecanice. Acest efect, de conversiune a energiei mecanice în energie electrică este numit *efect piezoelectric;* sarcinile electrice dispar odată cu tensiunile mecanice. Efectul piezoelectric se manifestă şi în sensul invers, de conversiune a energiei electrice în energie mecanică: dacă pe feţele aceloraşi piese se aplică o diferenţă de potenţial, se produce o deformaţie.

Dintre materialele cu proprietăţi piezoelectrice, cuarţul spre exemplu, cristalizează în sistemul exagonal, celula structurală elementară fiind prisma exagonală (fig. 7.9, *a*). Dacă se secţionează din cristal un paralelipiped, astfel ca feţele sale să fie paralele cu planele definite de axele cristalului, se observă, că placa se electrizează atunci cînd forţele acţionează perpendicular pe axa optică, iar vectorul de polarizare este dirijat întotdeauna după direcţia axei electrice. Sarcina electrică formată q este proporţională cu deformaţia δ a plăcii şi în limitele deformaţiei elastice, cu forţa F,

$$q = k_q \delta = k_F F. \qquad (7.5)$$

Pe suprafeţele respective se prevăd electrozi metalici care se conectează la un circuit electric (fig. 7.9, *b*). Întrucît materialele piezoelectrice sînt izo-



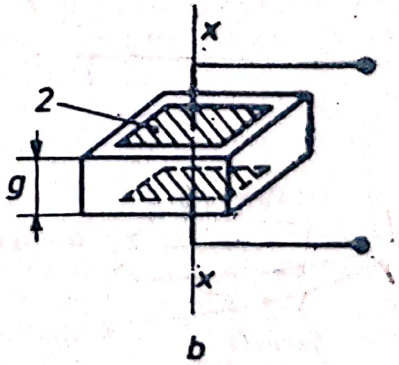


Fig. 7.9:
1 — placă secţionată din cristal; *2* — electrod.

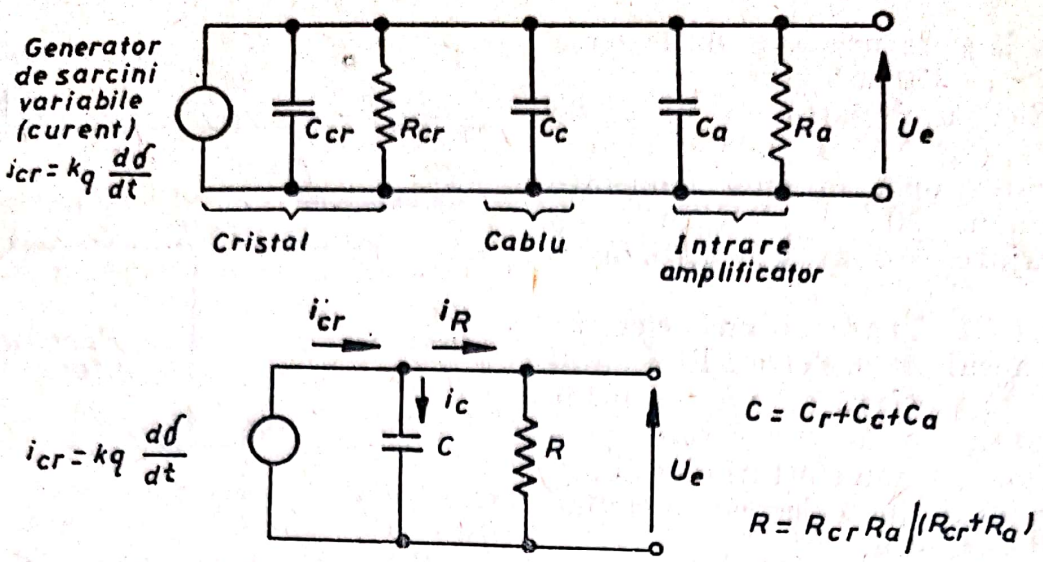


Fig. 7.10

lante, electrozii se comportă astfel şi ca armăturile unui condensator, între care există diferenţa de potenţial $U = q/C$; înlocuind $C = \varepsilon A/g$, se obţine

$$U = k_F F/C = k_U g\, p. \tag{7.6}$$

Constanta k_F este numită constanta (modulul) piezoelectric, iar k_U — sensibilitatea în tensiune (pentru cuarţ, $k_F = 2{,}25 \cdot 10^{-12}$ C/N, şi $k_U = 0{,}055$ Vm/N, iar pentru titanatul de bariu, $k_F = 130 \ldots 160 \cdot 10^{-12}$ C/N, $k_U = 0{,}0106$ Vm/N).

Din cele arătate, rezultă că un element piezoelectric poate fi considerat drept un generator de sarcini electrice şi o capacitate.

Se consideră în continuare un traductor piezoelectric împreună cu amplificatorul şi cablul de legătură, reprezentate în figura 7.10 printr-un circuit echivalent. Capacitatea C însumează capacitatea elementului piezoelectric C_{cr}, capacitatea parazită a cablului C_c şi capacitatea circuitului de cuplare al amplificatorului C_a. Similar, rezistenţa R este echivalentă rezistenţei finite a elementului piezoelectric şi a izolaţiei cablului R_{cr}, precum şi rezistenţei de intrare în amplificator, R_a. Aplicînd legea lui Kirchhoff pentru curent rezultă

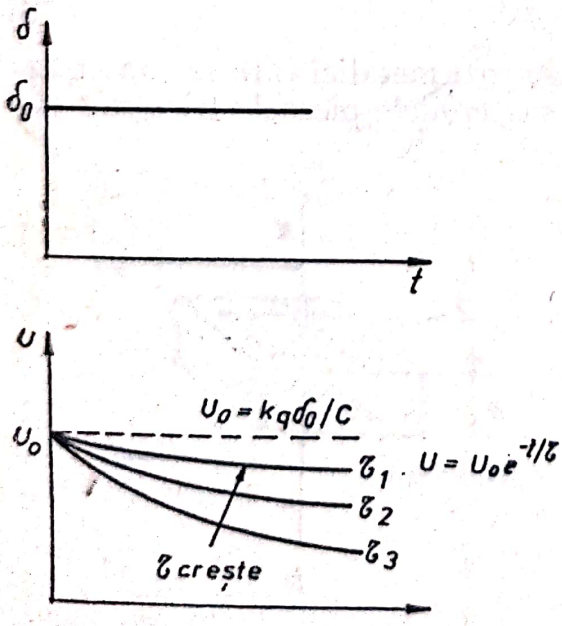


Fig. 7.11

$$i_c = C \frac{du_e}{dt} = i_{cr} - i_R = k_q \frac{d\delta}{dt} - \frac{u_e}{R} \tag{7.7}$$

sau

$$\tau \frac{du_e}{dt} + u_e = k' \tau \frac{d\delta}{dt}, \tag{7.8}$$

unde $\tau = RC$ şi $k' = k_q/C$. Potrivit ecuaţiei (7.8), în condiţii de încărcare mecanică statică a traductorului piezoelectric, $\delta = \delta_0 = \text{ct.}$ (de exemplu la etalonarea statică), rezultă o tensiune la bornele traductorului care scade progresiv, după relaţia $u = u_0 e^{-t/\tau} = k' \delta_0 e^{-t/\tau}$, datorită pierderilor inevitabile de sarcină, prin elementul piezoelectric (fig. 7.11). Rezistenţa internă a

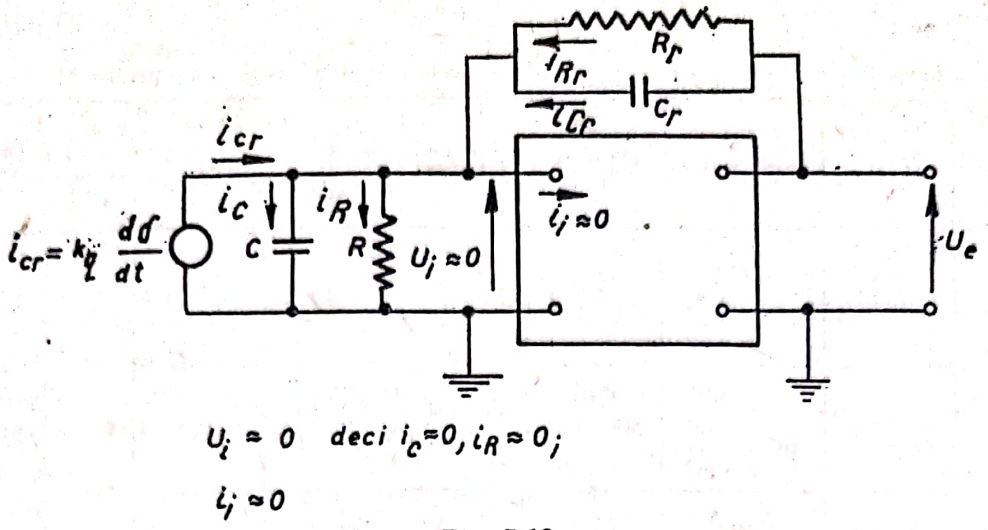


Fig. 7.12

traductorului are valori ridicate, de ordinul 10^{11} Ω, la care scăderea în timp a semnalului de tensiune este foarte lentă. În consecinţă traductorul poate fi utilizat şi pentru măsurări cvasistatice, cu condiţia de a fi bine izolat, prin rezistenţe înalte de intrare în primul etaj de amplificare şi de izolare a cablului de legătură. Această condiţie este îndeplinită de etajele de amplificare cu tub electrometric sau TEC, care realizează $R_a \approx 10^{14} \ldots 10^{18}$ Ω (§ 3.3.3). Rezultate favorabile se obţin de asemenea prin conectarea traductorului cu un amplificator de sarcină. După cum se observă în figura 7.12, amplificatorul de sarcină se prezintă ca un amplificator operaţional, pentru care se poate scrie, în baza legii lui Kirchhoff pentru curent,

$$k_q \frac{d\delta}{dt} \approx - C_r \frac{du_e}{dt} - \frac{u_e}{R_r}, \tag{7.9}$$

sau

$$\tau_r \frac{du_e}{dt} + u_e = k'_r \tau_r \frac{d\delta}{dt}, \tag{7.10}$$

în care $\tau_r = R_r C_r$ şi $k'_r = k_q / C_r$. Ecuaţia (7.10) are aceeaşi formă cu (7.8); noua constantă de timp τ_r şi sensibilitatea k'_r nu mai depind însă de parametrii k şi C ai traductorului şi cablului de legătură; devine posibilă astfel utilizarea unor cabluri lungi. Pentru traductoarele piezoelectrice din cuarţ, se realizează amplificatoare de sarcină cu $R_r = 10^{14}$ Ω şi $C_r = 10^5$ pF, pentru care $\tau_r = 10^7$ s, ceea ce arată posibilitatea efectuării măsurărilor în condiţii statice.

Elementele piezoelectrice asociate captoarelor de presiune sînt în general pretensionate, astfel ca să poată măsura şi depresiuni. Traductoarele se remarcă prin frecvenţe proprii ridicate (tabelul 7.1).

Alte tipuri de traductoare. Pentru măsurarea presiunilor statice sau cvasistatice (frecvenţe pînă la cîţiva cicli/s), se folosesc traductoare potenţiometrice de deplasare. Fiind în general adecvate măsurării unor deplasări mari, traductoarele potenţiometrice sînt destinate mai cu seamă tuburilor Bourdon, elementelor burduf sau capsulă. În domeniul presiunilor reduse, la care rezultă deplasări mici, se obţin rezultate foarte bune cu elemente rezistive cu peliculă de carbon.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 7.1

Caracteristicile captoarelor și traductoarelor pentru măsurarea presiunii

Tipul traductorului	Domeniul de funcționare [daN/cm²]	Sensibilitatea	Frecvența proprie,* [kHz]	Rezoluția, [daN/cm²]	Sensibilitatea la accelerație, [daN/cm²·g]	Sensibilitatea la variația de temperatură, [%/°C]	Eroarea totală maximă [%]	Gabarite minime [mm]
Piezoelectric	0 ... 10	2 500 pC / daN/cm²	13	$1{,}5 \cdot 10^{-5}$	$< 10^{-3}$	$-2 \cdot 10^{-2}$		35 × 50
	0 ... 250	4,5 ... 120 pC / daN/cm²	50 ... 160	$4 \cdot 10^{-3}$ ... $2 \cdot 10^{-4}$	$< 2 \cdot 10^{-3}$ ... $5 \cdot 10^{-5}$	$-1 \cdot 10^{-4}$	$< \pm 1$	14 × 60**
	0 ... 1000 (6000)	2 ... 5 pC / daN/cm²	180	$2 \cdot 10^{-2}$ ... $6 \cdot 10^{-3}$	$< 3 \cdot 10^{-3}$ ... $8 \cdot 10^{-4}$	$-1 \cdot 10^{-4}$		7,5 × 15,5
Tensometric rezistiv	0 ... 10	2 mV/V *** (min)	18 ... 30	—	—	$1 \cdot 10^{-1}$ ... $3 \cdot 10^{-2}$	0,4	21 × 50
	0 ... 240	1 mV/V *** (min)	50 ... 65	—	—	$5 \cdot 10^{-3}$	1	12 × 45**
	0 ... 1200 (6000)	1 mV/V *** (min)	1,8 ... 1,6	—	—	$4 \cdot 10^{-2}$	0,5	32 × 60

* Captorul împreună cu traductorul.
** răcite cu apă;
*** captoarele prevăzute cu circuit în punte Wheatstone completă; se indică raportul tensiunilor ieșire/alimentare la punte, la dezechilibrul maxim al punții.

La frecvențe ridicate de variație a presiunii, se folosesc traductoare tensometrice rezistive, care se dispun de cele mai multe ori nu direct pe suprafața unui element elastic cu membrană, ci pe un tub elastic solicitat de membrana care se deformează. În figura 7.13, *a* se prezintă schema unui traductor pentru măsurarea presiunii gazelor (traductor Draper-Li), cu un tub scurt

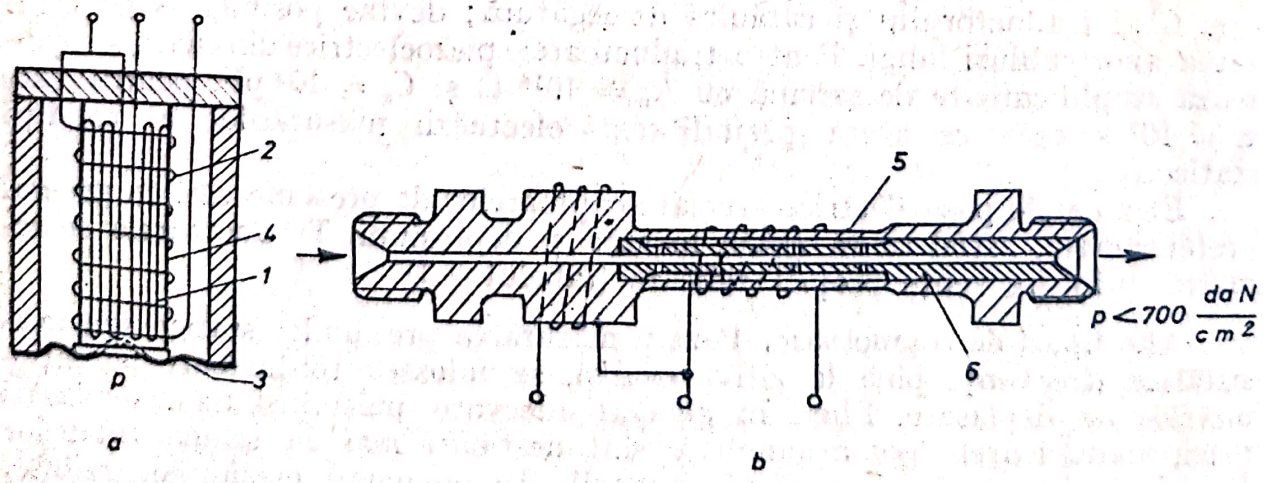


Fig. 7.13;
1 — traductor tensometric rezistiv longitudinal; *2* — traductor tensometric rezistiv transversal (pe circumferință); *3* — membrană; *4,5* — tub captor (cu perete subțiat); *6* — tub interior.

Scanned with OKEN Scanner

care poartă două înfăşurări, dispuse perpendicular. Membrana, de tip ondulat, are o rigiditate redusă. În varianta destinată măsurării presiunii lichidelor (fig. 7.13, *b*), captorul este un tub cu o zonă cu peretele subţiat, cu rol de element elastic, pe care este înfăşurată rezistenţa. Pentru compensarea termică se prevede o a doua rezistenţă, înfăşurată în zona cu peretele gros, unde eforturile transmise sînt comparativ neglijabile; cele două rezistenţe constituie o semipunte Wheatstone.

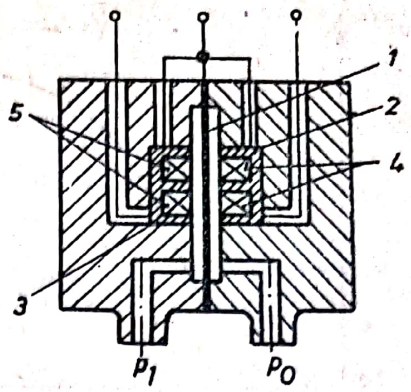


Fig. 7.14
1 — membrană; *2* — miezul M_1; *3* — miezul M_1; *4* — bobina L_1; *5* — bobina L_2.

Traductoarele tensometrice rezistive adaptate măsurării presiunii se remarcă printr-o bandă largă de frecvenţe, care începe de la frecvenţa zero (tab. 7.1). Caracteristici deosebit de favorabile se obţin dacă traductorul legat în punte este alimentat cu curent constant, şi dacă se prevede un amplificator de c.c. stabilizat la temperatură; erorile de neliniaritate şi histerezis sînt de ordinul 1%.

Tot pentru frecvenţe ridicate se construiesc captoare de presiune cu membrană şi traductor inductiv de deplasare. În varianta prezentată în figura 7.14, membrana elastică este dispusă între miezurile M_1 şi M_2, cu bobinele L_1 şi L_2 legate ca braţe alăturate ale unei punţi, alimentate cu curent alternativ la frecvenţe de 5 ... 20 kHz. La ieşirea din amplificator se prevede un detector sensibil la fază şi un filtru trece jos. Traductorul realizează erori reduse de histerezis şi neliniaritate, de ordinul 0,5%.

7.1.3. Ridicarea diagramelor presiune-timp la maşinile termice

7.1.3.1. **Condiţii de precizie.** Pentru maşinile termice cu piston, măsurarea presiunii reprezintă un element esenţial în numeroase activităţi de cercetare şi proiectare. Diagrama de presiune din cilindru este indispensabilă pentru cercetările asupra arderii, transferului de căldură de la gaze la pereţii cilindrului, pierderilor mecanice sau zgomotului de funcţionare, ca şi pentru analiza încărcării mecanice a principalelor organe. Tot pe baza înregistrării variaţiei în timp a presiunii se cercetează procesele de admisiune şi evacuare a gazelor, sau fenomenele din sistemul de injecţie de combustibil.

Atît în cilindru, cît şi în colectorul de admisiune sau în conducta de înaltă presiune pompă-injector, presiunea este variabilă, viteza de variaţie ajungînd la motoarele rapide cu ardere internă la nivele ridicate. De exemplu, viteza de variaţie a presiunii din cilindru la începutul arderii, în motoarele diesel rapide, atinge 50 000 ... 150 000 daN/cm² · s. Urmărirea cu precizie a unor viteze de variaţie a presiunii de acest ordin impune utilizarea unei instalaţii de măsurare cu frecvenţe înalte de trecere.

Domeniul frecvenţelor de trecere, necesar pentru descrierea precisă a unei mărimi fizice periodic variabile, poate fi stabilit plecînd de la analiza armonică a mărimii, pentru definirea rangului ultimei armonici semnificative din dezvoltarea în serie. În funcţie de rangul s al acestei armonici şi frecvenţa ciclurilor f, [Hz], rezultă frecvenţa cea mai înaltă a benzii necesare de tre-

Scanned with OKEN Scanner

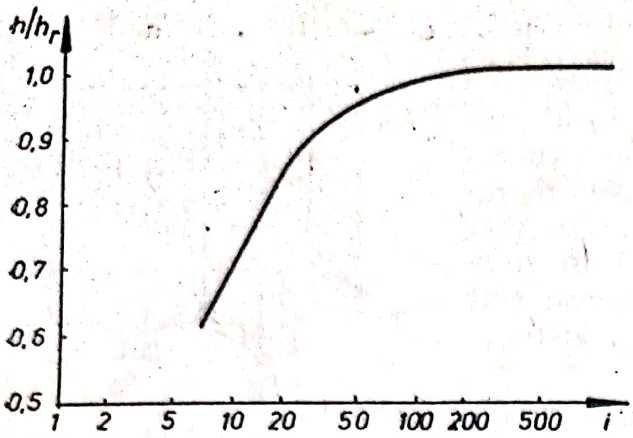


Fig. 7.15

cere, $f_s = sf$, şi în continuare, frecvenţa proprie necesară a instalaţiei de măsurare. Numărul de termeni s ai dezvoltării în serie este cu atît mai mare, cu cît panta variaţiei în timp a mărimii măsurate este mai abruptă. În consecinţă, pentru o instalaţie de ridicare a diagramei de presiune din cilindru, rangul s va fi maxim pentru motoare rapide cu aprindere prin comprimare şi pentru motoare cu aprindere prin scînteie cu ardere anormală, cu detonaţie, caracterizate prin cele mai ridicate viteze de creştere a presiunii în timpul arderii.

În figura 7.15 este reprezentat rezultatul analizei armonice a diagramei presiunii din cilindrul unui motor cu aprindere prin compresiune, sub forma înălţimii relative a diagramei h/h_r, în funcţie de rangul i al ultimei armonici din dezvoltarea în serie (h este înălţimea rezultată pentru i armonici, iar h_r — înălţimea reală a diagramei). Se observă că pentru descrierea corectă a acestei diagrame sînt necesare circa 150 armonici. Considerînd un motor în patru timpi, cu turaţia $n = 3\,000$ rot/min, frecvenţa primei armonici (frecvenţa ciclurilor) va fi $f = n/2.60$, prin urmare

$$f_s = s\frac{n}{2 \cdot 60} = 1{,}25n = 3{,}75 \text{ kHz}.$$

Pentru asigurarea benzii corespunzătoare a frecvenţelor de trecere, frecvenţa proprie a instalaţiei f_n trebuie să fie cu mult mai înaltă (tab. 7.2). Dacă se admite o atenuare relativă a ultimii armonici semnificative s de 1%, se obţine $f_n = 37{,}5$ kHz.

Tabela 7.2

Influenţa raportului frecvenţelor f_n/f_s asupra atenuării relative a armonicii de rang s, $\Delta A_s/A_s$

f_n/f_s	10	7,15	4,6	3,3	2,1	1,8
$\Delta A_s/A_s$	1	2	5	10	30	50

Pentru diagrama presiunii din cilindru la un motor cu aprindere prin scînteie în patru timpi se obţine în mod similar, s = 100, ceea ce revine, la $n = 6\,000$ rot/min, $f_s = 5{,}0$ kHz şi $f_n = 50$ kHz.

Atunci cînd se cercetează numai procesele schimbării gazelor din cilindru, frecvenţele maxime necesare de trecere sînt mai coborîte, întrucît şi viteza de variaţie a presiunii este mai redusă. Astfel, pentru ridicarea diagramei de presiune în timpul umplerii cilindrului, se recomandă o caracteristică liniară a răspunsului în frecvenţă al instalaţiei pînă la 1 ... 2 kHz. În fine, pentru diagramele presiunii din cilindru destinate analizelor de zgomot se recomandă o caracteristică liniară cel puţin pînă la 10 kHz, limita pînă la care se fac în mod obişnuit aceste analize.

Scanned with OKEN Scanner

Celelalte condiții de precizie impuse ridicării diagramei de presiune trebuie examinate tot în funcție de particularitățile arderii (tab. 7.3).

Tabelul 7.3

Condiții de precizie impuse diagramei de presiune din cilindrul motoarelor cu ardere internă

Modul de utilizare a diagramei de presiune		Frecvența proprie minimă a instalației* [kHz]	Precizia minimă		Influența erorii e_p la măsurarea presiunii		Influența erorii e_{PMI} la poziționarea *PMI*	
			La măsurarea presiunii	La poziționarea *PMI*	e_p, [%]	Eroarea rezultantă, [%]	e_{PMI}, [°RA]	Eroarea rezultantă [%]
Calculul vitezei de degajare a căldurii de reacție	MAS	50	—	—	2	2,5 [8]	±2	±15 [2], [8]
	MAC	37,5						
Calculul caracteristicii de degajare a căldurii de reacție	MAS	50	—	—	2	2 [8]	±2	±10 [2], [8]
	MAC	37,5						
Calculul presiunii medii indicate	MAS	50	—	—	0,5	1 [4]	0,1	1 [4]
	MAC	37,5						
Studiul proceselor de schimbare a gazelor		1...2 [13]	±1%	—	—	—	—	—
Studiul zgomotului de funcționare		10[12]	—	—	—	—	—	—
Analiza forțelor din mecanismul motor		10	±5%	±0,5°	—	—	—	—

MAS — motoare cu aprindere prin scînteie la 6 000 rot/min;
MAC — motoare cu aprindere prin compresiune la 3 000 rot/min.

7.1.3.2. **Aparate și instalații indicatoare de presiune.** La ridicarea diagramelor de presiune din motoarele cu ardere internă (diagrame indicate), se aplică ambele principii generale de măsurare: prin deviație și prin comparație. Prin aplicarea primului principiu se poate obține diagrama de variație a presiunii în cursul unui singur ciclu *(diagramă monociclu)*, iar prin aplicarea celui de al doilea principiu o diagramă în puncte, aparținînd unui mare număr de cicluri succesive *(diagramă medie)*. Diagramele din prima categorie se pot obține cu aparate mecanice sau instalații electrice (indicatoare mecanice sau electrice); diagramele prin puncte se pot obține cu instalații electrice (indicatoare) numite stroboscopice sau cu membrană (supapă) echilibrată.

La *indicatoarele mecanice*, presiunea măsurată acționează un piston, a cărui deplasare este echilibrată de un element elastic, arc elicoidal sau bară încastrată la o extremitate. Un mecanism de legătură între tija pistonului și un braț cu peniță inscriptoare la capăt, care se deplasează după generatoarea unui tambur, permite înregistrarea poziției instantanee a pistonului (fig. 7.16). Dacă caracteristica elastică a elementului care echilibrează pistonul este liniară, se obține o dependență liniară între presiunea gazelor apli-

Scanned with OKEN Scanner

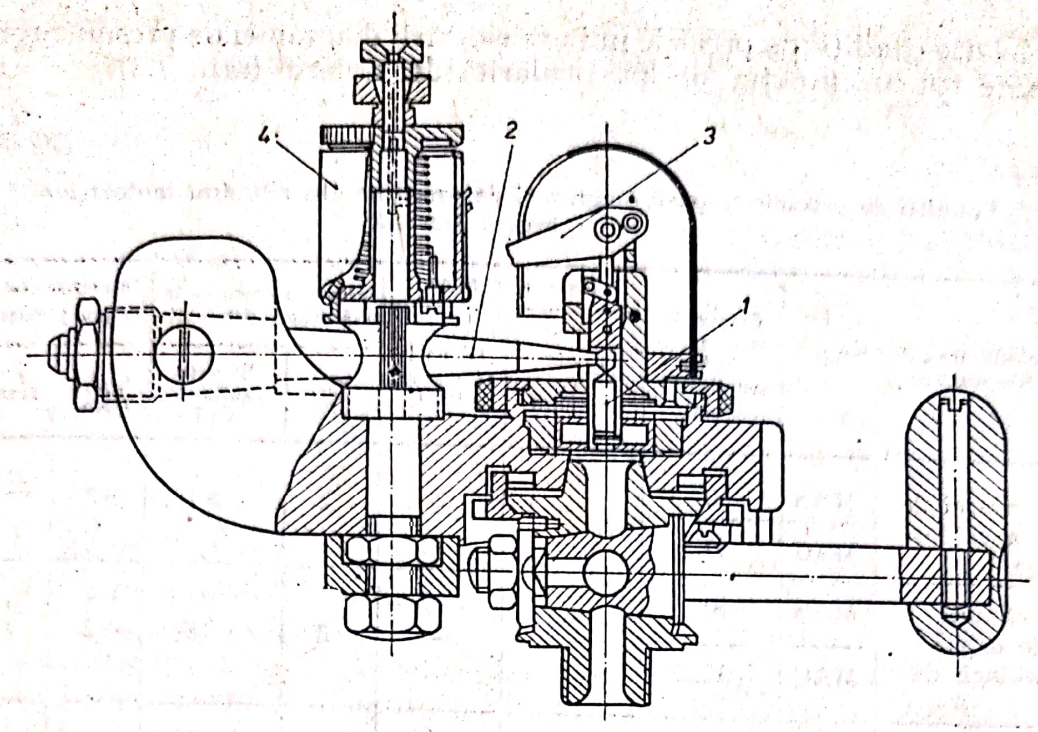


Fig. 7.16:
1 — piston; *2* — bară elastică; *3* — peniță inscriptoare; *4* — tambur.

cată pe piston și deplasarea peniței. Tamburul execută totodată o mișcare alternativă de rotație, proporțională cu volumul descris de piston. Prin compunerea celor două mișcări, peniţa va descrie pe tambur o curbă care reprezintă diagrama de variație a presiunii în funcție de volumul cilindrului.

Frecvența proprie a sistemului mobil al indicatorului mecanic atinge în prezent 1000 Hz. În consecință, indicatorul mecanic poate fi folosit cu o precizie corespunzătoare, ori de cîte ori simplitatea sa constructivă este esențială, dar numai la compresoare, sau la motoare cu turații de ordinul a 300 rot/min. Frecvența limită de trecere pentru aceste motoare, care funcționează în general după ciclul în 2 timpi, va fi $f_s \approx 75$ n/60 = 375 Hz. La o frecvență proprie $f_n = 1\,000$ Hz $\approx (3 \ldots 4) f_s$, indicatorul va asigura trecerea armonicii maxime cu o eroare de circa 10%.

Instalațiile (indicatoarele) electrice de ridicare a diagramelor individuale de presiune, cu largă utilizare la cercetările din motoarele cu ardere internă, sînt caracterizate prin: bandă largă a frecvențelor de trecere și în general precizie ridicată, universalitate, posibilitatea asigurării achiziționării și prelucrării automate a rezultatelor măsurării. Caracterul de universalitate a instalației decurge din posibilitățile multiple de utilizare (la un motor cu ardere internă, pentru ridicarea diagramei de presiune din cilindru, din colectoarele de admisiune și evacuare, din sistemul de injecție etc.), din eventuala posibilitate de utilizare a unor traductoare variate (de exemplu tensometric rezistiv, capacitiv sau inductiv), și din posibilitatea realizării instalației din elemente în cea mai mare parte de tip general. Utilizarea instalației electrice de ridicare a diagramei de presiune creează de asemenea posibilitatea realizării unor sisteme pentru urmărirea simultană a celor mai importanți parametri de control ai proceselor funcționale dintr-un motor, utile spre exemplu pentru operațiile de punere la punct a unui motor.

Scanned with OKEN Scanner

Instalaţia electrică de ridicare a diagramelor de presiune constă din captorul de presiune, instalaţia de amplificare a semnalului şi sistemul de vizualizare sau înregistrare, completat cu un sistem de corelare a variaţiei presiunii cu poziţia arborelui cotit şi eventual cu un dispozitiv de derivare a semnalului de presiune, un sistem de etalonare etc.

Captoarele cu traductoare electrice destinate indicatoarelor electrice trebuie să îndeplinească următoarele cerinţe mai însemnate: 1) sensibilitate ridicată faţă de semnalul util de presiune, zgomot redus de funcţionare; 2) erori minime de liniaritate şi histerezis; 3) durabilitate ridicată; 4) frecvenţă proprie ridicată; 5) capacitate de funcţionare la temperatură ridicată, stabilitate în funcţionare; 6) sensibilitate minimă la variaţiile de temperatură şi la acceleraţii (vibraţii); 7) dimensiuni minime. Aceste cerinţe, dintre care ultimele sînt specifice utilizării pentru diagrama presiunii din cilindru la motoarele cu ardere internă, au impus în special captoarele cu element elastic de tip membrană şi traductor de tip piezoelectric sau tensometric rezistiv (tab. 7.1).

În general, gradul de insensibilitate al traductorului de presiune faţă de influenţa temperaturii gazelor din cilindru, factor de primă importanţă pentru precizia ridicării diagramei de presiune, ca şi pentru durabilitatea traductorului, trebuie considerat sub două aspecte: 1) tendinţa de modificare a caracteristicii captorului prin încălzire, nivelul temperaturii sale medii fiind variabil cu regimul de funcţionare a motorului şi în orice caz mult diferit de temperatura de etalonare; 2) tendinţa de modificare a caracteristicii captorului datorită variaţiei ciclice a temperaturii gazelor cu care se află în contact. Pentru asigurarea unui răspuns bun la frecvenţele joase, captorul cu traductorul electric se răcesc cu aer sau apă, limitîndu-se temperatura de funcţionare la cca 80°C*. Tendinţa de variaţie ciclică a temperaturii membranei, care poate introduce erori de 4 daN/cm² în timpul arderii, se combate printr-o construcţie elastică a membranei (fig. 7.17, *a*), realizarea unui efect de compensare prin construcţia membranei cu ecran (fig. 7.17, *b*) sau izolarea termică a membranei prin acoperiri speciale (cauciuc siliconic).

Amplificatorul este de c.c. pentru traductoare de tip piezoelectric (amplificator de sarcină) sau tensometric rezistiv, sau cu frecvenţă purtătoare pentru traductoare de tip tensometric rezistiv, capacitiv sau inductiv. Dacă în varianta amplificator de c.c. dificultatea rezidă în realizarea unei caracteristici stabile şi a impedanţei necesare ridicate la intrare, în a doua variantă de amplificator, necesitatea unor frecvenţe purtătoare în general înalte constituie o altă dificultate. La o eroare admisă în procesul de modulare de 0,5 ... 1%, raportul dintre frecvenţa purtătoare şi frecvenţa modulată este de 10 ...15; frecvenţa purtătoare impusă de ultimele armonici semnificative ale semnalului de presiune transmis poate ajunge la 50 ... ... 100 kHz.

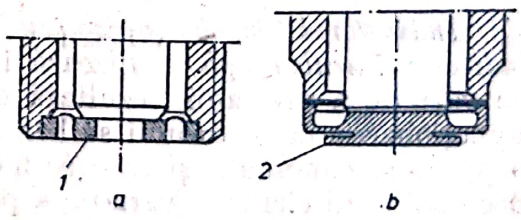


Fig. 7.17:
1 — membrană elastică; *2* — membrană cu ecran.

*) Reducerea rezistenţei electrice a elementului piezoelectric la creşterea temperaturii afectează defavorabil răspunsul la frecvenţele joase. Recent, au fost realizate însă captoare neracite cu traductoare piezoelectrice, cu posibilitatea de funcţionare la o temperatură continuă de 350°C; rezistenţa specificată a traductorului scade între 20° şi 350°C, de la $10^{13}\Omega$ la $10^{10}\Omega$.

Scanned with OKEN Scanner

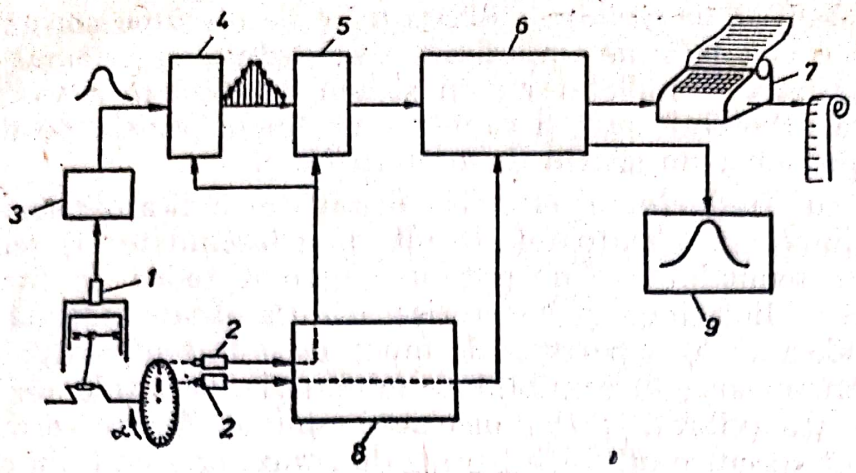


Fig. 7.18:
1 — traductor de presiune; *2* — traductor de poziţie; *3* — amplificator de sarcină; *4* — dispozitiv de eşantionare-blocare; *5* — convertor analogic-numeric; *6* — minicalculator (durata unei secvenţe de înregistrare a unei date < 26 μs); *7* — imprimantă; *8* — interfaţă electronică; *9* — înregistrator $X-Y$.

Diagrama de presiune este vizualizată în general pe ecranul unui osciloscop catodic şi înregistrată fotografic. Utilizînd un osciloscop cu mai multe spoturi se poate obţine înregistrarea simultană a diagramelor mai multor parametri (de ex. diagrama presiunii din cilindru, împreună cu diagrama ridicării acului injectorului, sau cu diagramele presiunii din colectoarele de admisiune sau evacuare). Analiza diagramelor de presiune, înregistrarea şi prelucrarea lor este mult avantajată de osciloscoapele fabricate în ultimii ani, cu persistenţă prelungită a imaginii pe ecran.

Recent, au fost realizate sisteme de achiziţionare şi prelucrare a datelor, adaptate instalaţiilor de măsurare a presiunii din motoare. În aceste sisteme, semnalele analoage corespunzătoare sînt reperate în raport cu poziţia unghiulară a arborelui motor, (la intervale de 1°RA) şi transformate în informaţii numerice asimilabile pentru memorizare de un minicalculator. La sistemul reprezentat în figura 7.18, semnalele obţinute în cursul unui ciclu se constituie într-un bloc de 720 valori de presiune (la un motor în 4 timpi) care pot fi transferate apoi în exterior printr-o imprimantă, un perforator de bandă sau un înregistrator $X-Y$. Un interes particular prezintă însă posibilitatea oferită de minicalculator pentru prelucrarea statistică, economică şi rapidă, a datelor achiziţionate de la un mare număr de cicluri succesive (v. § 18.3).

Indicatorul stroboscopic (cu membrană, cu supapă echilibrată, sau indicator Farnborough) realizează înregistrarea directă a unei diagrame medii de variaţie a presiunii, rezultată dintr-un mare număr de cicluri succesive. Funcţionarea indicatorului se bazează pe compararea presiunii măsurate cu o presiune cunoscută şi care se menţine constantă în timpul unui ciclu. În decursul unui ciclu de variaţie a presiunii măsurate se înregistrează prin urmare numai cîteva puncte. Prin modificarea presiunii cunoscute, de la un ciclu la altul, se asigură înregistrarea unui nou grup de puncte; ansamblul punctelor obţinute în final, după repetarea operaţiei pe un mare număr de cicluri, descrie o diagramă medie a presiunii (fig. 7.19).

Posibilitatea obţinerii directe, simple, a unei diagrame medii a presiunii constituie un avantaj de principiu al indicatorului stroboscopic. Variaţia

Scanned with OKEN Scanner

presiunii cunoscute, de referinţă, este lentă comparativ cu variaţia presiunii măsurate. În consecinţă este simplu să se asigure înregistrarea presiunii la o scară foarte mare, ceea ce sporeşte precizia prelucrării diagramei. Mai trebuie observat că etalonarea scării presiunilor se poate face în condiţii identice cu cele de funcţionare, ceea ce contribuie sensibil la asigurarea unei precizii ridicate. Aceste avantaje însemnate justifică răspîndirea actuală a indicatoarelor stroboscopice pentru cercetările din domeniul motoarelor cu ardere internă.

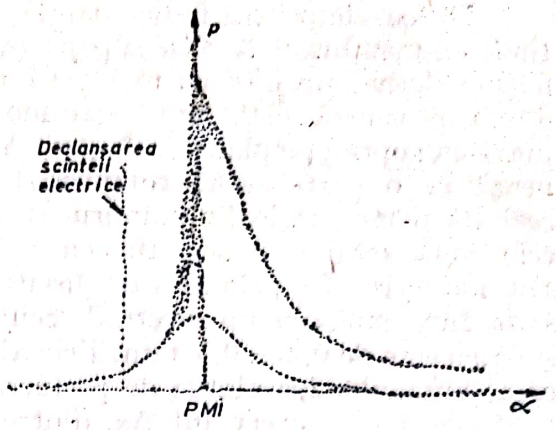


Fig. 7.19

Indicatoarele care aplică principiul măsurării stroboscopice sînt de tip electropneumatic sau electric. În figura 7.20 se reprezintă schema unui indicator din prima categorie. Instalaţia cuprinde un captor, tamburul acţionat de arborele motor, un sistem înregistrator şi blocul tiratron. Captorul, montat la chiulasă, cuprinde o membrană care se află cu partea inferioară sub influenţa presiunii din cilindru şi cu partea superioară sub influenţa presiunii de referinţă. Presiunea de referinţă acţionează şi în vasul de expansiune, umplut parţial cu ulei, prin care se transmite pistonului plonjor, care acţionează creionul inscriptor. Atunci cînd presiunea din cilindru depăşeşte cu puţin presiunea de referinţă, membrana traductorului se deformează şi atinge contactul, determinînd, prin acţionarea blocului tiratron, formarea unui impuls de înaltă tensiune care străpunge hîrtia înfăşurată pe tambur şi jocul la vîrful creionului inscriptor. Se obţine astfel un punct pe diagrama indicată. Un al doilea punct al diagramei se obţine la un nou impuls de înaltă tensiune, cînd presiunea din cilindru scade şi membrana se desprinde de contact. Ridicarea diagramei presiunii din cilindru cu indicatorul descris are o durată de ordinul 1 min; diagrama unui motor rapid mediază astfel peste 1 000 cicluri.

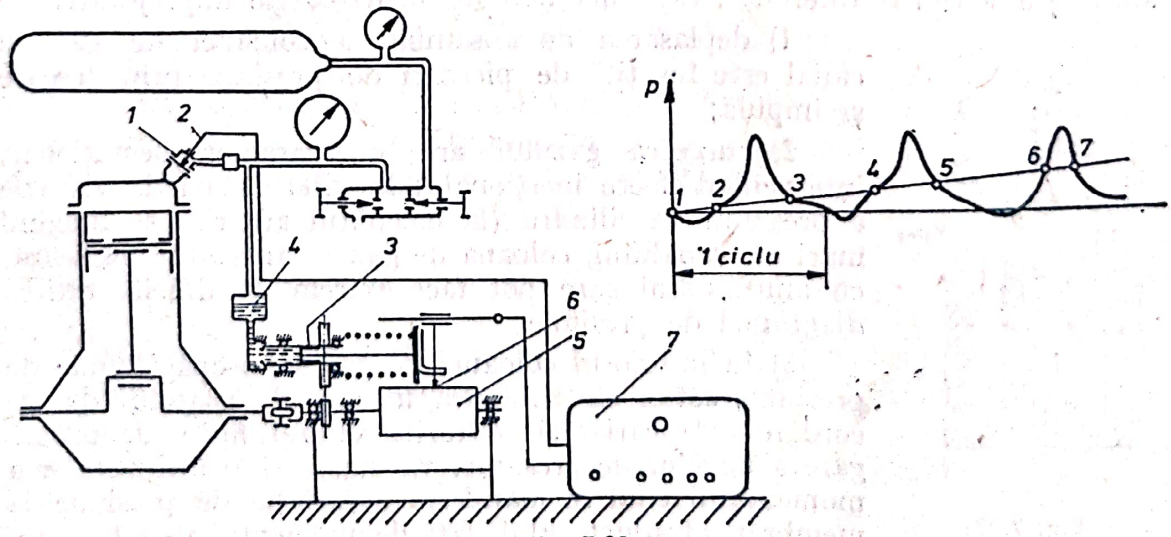


Fig. 7.20:
1 — captor; 2 — contact; 3 — piston; 4 — vas de expansiune; 5 — tambur; 6 — vîrf inscriptor; 7 — bloc tiratron

Captoarele pentru indicatoarele stroboscopice sînt de tipul cu membrană sau cu supapă (disc). În varianta cea mai modernă, un disc cu masă redusă (diametrul de circa 8 mm, grosimea de 0,5 mm) este montat liber între două piese cu suprafețe plane de lucru. Asupra discului acționează pe o parte aerul comprimat de referință, iar pe cealaltă parte gazele din cilindru. Deplasarea discului între cele două sedii este sesizată cu un traductor capacitiv sau inductiv. În primul caz discul formează un condensator împreună cu un electrod central (fig. 7.21); cursa supapei este de 0,2 ... 0,3 mm. Prin alegerea convenabilă a caracteristicilor instalației de prelucrare a variației capacității electrice, intervalul $\Delta\alpha$, dintre momentul dezlipirii discului de pe sediu și momentul formării impulsului de înaltă tensiune, la o viteză de creștere a presiunii $p' = 2{,}1$ daN/cm²·°RA și o turație de 3 000 rot/min se poate reduce pînă la 0,3°RA.

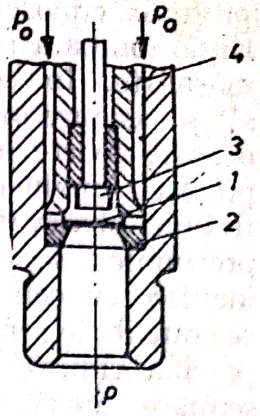


Fig. 7.21:
1 — supapă; *2* — sediu inferior; *3* — electrod; *4* — limitator cu sediul superior.

7.1.3.3. **Influența canalului de racordare a captorului de presiune.** Diagrama presiunii din cilindru, la motoarele rapide cu ardere internă de alezaje mici și mijlocii, se înregistrează de cele mai multe ori cu traductorul de presiune montat în chiulasă, la extremitatea unui canal de racordare cu camera de ardere (fig. 7.22). Soluția, impusă de lipsa de spațiu creată de prezența canalelor și porților supapelor, ca și a injectorului sau bujiei, asigură în același timp avantajul unor condiții tehnice mai favorabile pentru funcționarea traductorului.

Prezența canalului de racordare constituie însă o importantă sursă de erori la înregistrarea diagramei de presiune din cilindru. Variația momentană a presiunii în punctul de măsurare se transmite membranei traductorului prin coloana de gaz care se deplasează în canal și provoacă comprimarea sau destinderea gazelor din spațiul de sub membrană. Între variația presiunii p_t în punctul de măsurare și variația presiunii p_m aplicată membranei se stabilește astfel o diferență, care depinde de următoarele împrejurări:

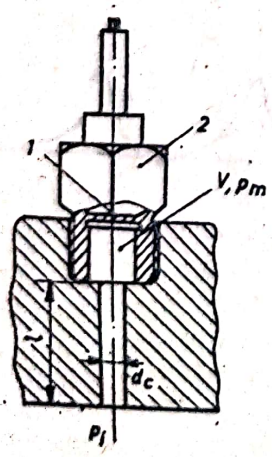


Fig. 7.22:
1 — membrană; *2* — captor de presiune.

1) deplasarea de ansamblu a coloanei de gaz în canal este însoțită de pierderi de presiune prin frecare și impuls;

2) curgerea gazului are un caracter nestaționar, intervenind efecte inerționale; la viteze mari de variație a presiunii în cilindru (la începutul arderii) și lungimi mari ale canalului, coloana de gaz în ansamblu oscilează, cu amplitudini care pot face extrem de dificilă citirea diagramei de presiune;

3) în interiorul coloanei de gaz se propagă unde de presiune, astfel că presiunea în lungul canalului de racordare este variabilă; datorită vitezei finite de propagare a undelor de presiune, va exista și o întîrziere τ a momentului cînd se manifestă o variație de presiune la membrana traductorului, față de momentul variației presiunii în punctul de măsurare; $\tau = l/a$, la un canal de

Scanned with OKEN Scanner

lungime l și viteza sunetului a, variabilă în funcție de parametrii de stare a gazului, $a = \sqrt{kp/\rho}$. Influența acestor efecte este ilustrată în figura 7.23, în cazul unui semnal de presiune p_i în treaptă.

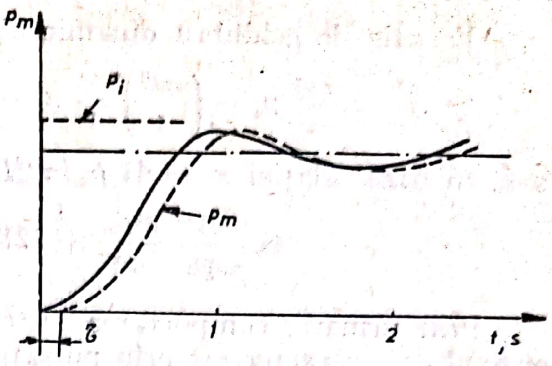


Fig. 7.23

Analiza efectelor dinamice ale canalului de racordare a fost efectuată în limitele unor importante simplificări [5]: 1) se presupune că au loc mici variații în timp ale presiunii; dacă presiunea era inițial uniformă și egală cu p_0, la un moment dat intervine o mică variație p_i și respectiv p_m; 2) volumul intermediar V format sub membrană (fig. 7.22) este mare comparativ cu volumul canalului și invariabil, elasticitatea membranei fiind neglijabilă în raport cu compresibilitatea gazului; 3) întrucît interesează frecvențele joase, lungimile de undă corespunzătoare sînt mari față de lungimile obișnuite l ale canalului. Într-adevăr, la o viteză de propagare a undelor de presiune în aer, în condiții normale, de 340 m/s, o oscilație de 100 Hz care se transmite prin canal va avea lungimea de undă de 3,4 m. Ca urmare, variația parametrilor de stare în lungul coloanei de gaz poate fi neglijată; 4) pentru lungimile obișnuite de canal, se poate neglija și întîrzierea τ dintre momentele cînd apar creșterile de presiune p_i și p_m; 5) rezistențele la deplasarea coloanei de gaz în canal se calculează în ipoteza unei curgeri laminare în regim staționar; 6) evoluția gazelor în spațiul V este considerată adiabată.

Comportarea sistemului rezultă prin exprimarea echilibrului dinamic al coloanei de gaz din canal, care se stabilește între: forțele de presiune $F_p = \pi d_c^2 p_i/4$, și $F'_p = \pi d_c^2 p_m/4$, aplicate la extremități, forța de rezistență la deplasarea coloanei în canal, $F_f = \pi d_c^2 \Delta p_f/4$ și forța de inerție $F_i = \alpha\pi d_c^2 l\rho(d^2x_c/dt^2)/4$. Căderea de presiune Δp_f corespunzătoare frecărilor este

$$\Delta p_f = \lambda \frac{l}{d_c} \frac{\gamma}{2g} \left(\frac{dx_c}{dt}\right)^2 = \frac{64}{Re} \frac{\gamma l}{2gd_c} \left(\frac{dx_c}{dt}\right)^2, \tag{7.11}$$

unde λ este coeficientul de rezistență, $\lambda = 64/Re$; Re — cifra Reynolds, $Re = d_c\rho(dx_c/dt)/\mu$; μ — viscozitatea dinamică; ρ — densitatea. Explicitînd Re în (7.11), se obține $\Delta p_f = 32\mu l(dx_c/dt)/d_c^2$, de unde

$$F_f = 8\pi\mu l \frac{dx_c}{dt}. \tag{7.12}$$

Variația de presiune p_m în expresia forței F'_p corespunde unei variații de volum ΔV, sub influența deplasării x_c a coloanei de gaz în canal, $\Delta V = \pi d_c^2 x_c/4$. Pentru o evoluție adiabată a gazului, de exponent k, se poate scrie $-p_m/\Delta V = kp_0/V$, prin urmare $p_m = E\Delta V/V = E\pi d_c^2 x_c/4V$, unde $E = -kp_0$ și F'_p rezultă sub forma

$$F'_p = \left(\frac{\pi d_c^2}{4}\right)^2 \frac{E}{V} x_c. \tag{7.13}$$

Scanned with OKEN Scanner

Ecuația de echilibru dinamic al coloanei de gaz va fi deci

$$\frac{\pi d_c^2}{4} p_i - \left(\frac{\pi d_c^2}{4}\right)^2 \frac{E}{V} x_c - 8\pi\mu l \frac{dx_c}{dt} = \alpha \frac{\pi d_c^2}{4} l\rho \frac{d^2 x_c}{dt^2}, \quad (7.14)$$

sau, în baza relației $x_c = 4Vp_m/\pi d_c^2 E$,

$$4\alpha \frac{\rho l V}{\pi d_c^2 E} \frac{d^2 p_m}{dt^2} + 128 \frac{\mu l V}{\pi d_c^4 E} \cdot \frac{dp_m}{dt} + p_m = p_i. \quad (7.15)$$

Prin urmare, comportarea sistemului este tipică pentru un sistem de ordinul doi, caracterizat prin pulsația proprie ω_n și raportul de amortizare ζ

$$\omega_n = \frac{d_c}{2}\sqrt{\frac{\pi E}{\alpha\rho l V}}, \quad \zeta = \frac{32\mu}{d_c^3}\sqrt{\frac{Vl}{\alpha\pi E\rho}}. \quad (7.16)$$

În condiții dinamice de măsurare, presiunea la membrană p_m și presiunea în punctul de măsurare p_i se află în raportul $p_m/p_i = 1/\sqrt{[1-(\omega/\omega_n)^2]^2 + 4\zeta^2(\omega/\omega_n)^2}$, și sînt defazate cu $\varphi = \text{arctg}\{(-2\zeta\omega/\omega_n)/[1-(\omega/\omega_n)^2]\}$; atît raportul p_m/p_i cît și defazajul sînt variabile, în funcție de variația presiunii din cilindru (variația lui ρ și E). Cînd diametrul canalului de racordare este foarte mic, amortizarea crește considerabil și se obține $p_m/p_i \approx 1/\sqrt{1 + 4\zeta^2(\omega/\omega_n)^2}$.

Concluziile acestei analize au valoare în primul rînd calitativă, pentru cazul unor mici variații în jurul presiunii de echilibru p_0, cînd parametrii E și ρ pot fi considerați cvasiconstanți. În realitate, E și ρ sînt variabili, și sistemul este neliniar.

Problema influenței canalului de racordare poate fi abordată în cadrul unor simplificări suplimentare, în scopul determinării unor relații de corecție a diagramei de presiune măsurate. Dacă se neglijează și efectele inerționale ale curgerii nestaționare în canal, diferența momentană $\Delta p = p_i - p_m$ se exprimă în perioada comprimării sub forma

$$\Delta p = -(\Delta p_f + \Delta p_{ci}) + \Delta p_{ce} + \Delta p_\tau, \quad (7.17)$$

sau

$$\Delta p = -(\Delta p_f + \Delta p_{ci}) + \Delta p_\tau, \quad (7.18)$$

pentru destindere, unde Δp_f este variația presiunii prin frecare la curgerea în canal; Δp_{ci}, Δp_{ce} — variația presiunii la intrarea și ieșirea din canal; Δp_τ — variația presiunii corespunzătoare întîrzierii τ la transmiterea semnalului de presiune prin canal. În tabelul 7.4 și figura 7.24 se prezintă calculul termenilor din relațiile (7.17) și (7.18) [3].

7.1.3.4. **Declanșarea bazei de timp a osciloscopului, marcarea poziției unghiulare a arborelui cotit.** Variația presiunii din cilindru se determină în raport cu deplasarea pistonului (diagrama $p-V$), sau cu poziția unghiulară a arborelui cotit (diagrama $p-\alpha$).

La indicatoarele care înregistrează diagrame individuale de presiune pe ecranul unui osciloscop, deplasarea spotului luminos are o componentă orizontală comandată din exterior, de un traductor de deplasare, sau din interior, prin baza proprie de timp. Traductorul de deplasare, de tip fotoelectric sau inductiv, poate fi adaptat pentru ambele tipuri de diagrame de presiune.

Scanned with OKEN Scanner

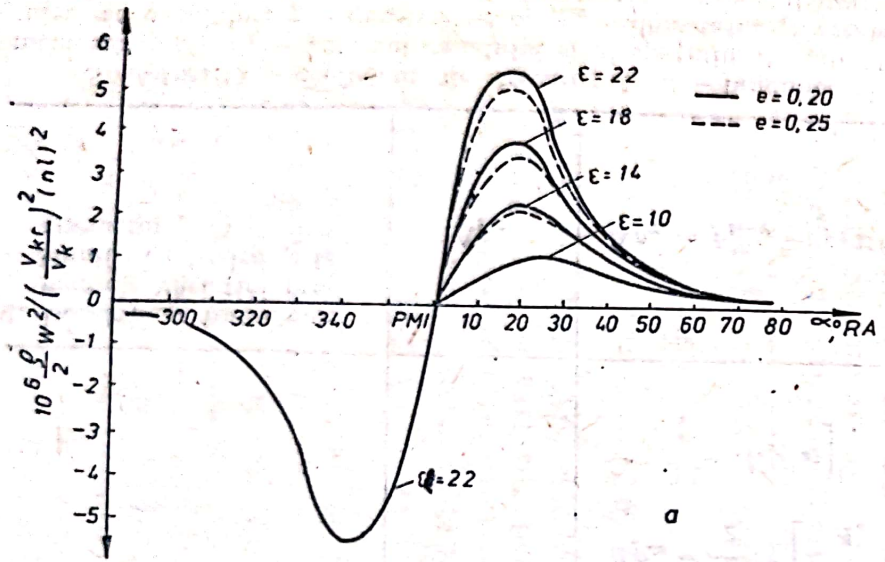
Tabelul 7.4

Relații de calcul al corecției erorii introduse de canalul de racordare a captorului de presiune

Cauza erorii	Simbol	Relații de definiție	Modul de calcul
1. Variația presiunii prin frecare la curgerea în canal	Δp_f	$\Delta p_f = \lambda \frac{l}{d} \frac{\rho}{2} w^2$	**1.** Se calculează funcțiile cinematice: $h_\alpha = 1 - \cos\alpha + \frac{e}{4}(1 - \cos 2\alpha)$ $g_\alpha = \frac{\pi}{60}\left(\sin\alpha + \frac{e}{2}\sin 2\alpha\right)$
2. Variația presiunii la intrarea în canal	Δp_{ci}	$\Delta p_{ci} = \frac{\rho}{2} w^2 \left(\frac{1}{\mu} - 1\right)$	**2.** Se calculează $\rho w^2/2$ (fig. 7.24, *a*) $\frac{\rho}{2} w^2 = \frac{\rho_0}{2}\left(\frac{V_{kr}}{V_k}\right)^2 \frac{\varepsilon_k(\varepsilon_k - 1)^2 g_\alpha^2}{\left[1 + \frac{\varepsilon_k - 1}{2} h_\alpha\right]^3} (nl)^2$
3. Variația presiunii la ieșirea din canal	Δp_{ce}	$\Delta p_{ce} = \frac{\rho}{2} w^2 \left[2 \frac{A_c}{A_s}(1 - A_c/A_s)\right]$	**3.** Se calculează Re_N, Re $Re_N = \frac{\rho_0}{\eta_0} \frac{V_{kr}}{V_k} \frac{\varepsilon_k - 1}{\varepsilon_k 0{,}76(k-1) - 1} nld$ $Re = Re_N g_\alpha \left[1 + \frac{\varepsilon_k - 1}{2} h_\alpha\right]^{0{,}76(k-1)-2}$
4. Decalajul τ dintre momentele variației presiunii în cilindru și la traductor	Δp_τ	$\Delta p_\tau = p_{t-\tau} - p_t \approx 6n\tau p'$	**4.** Se calculează $\lambda(Re)$ — fig. 7.24, *b* **5.** Se calculează τ $\tau = \frac{l}{a_0}(p_0/p)^{(k-1)/2k}$ **6.** Se calculează $\Delta p_{\tau\zeta}$ (fig. 7.24, *c*)

Simboluri: λ — coeficient de frecare; l, d — lungimea și diametrul canalului; A_k, A_s — aria secțiunii canalului și spațiului de sub membrană; V_k, V_r — volumul canalului și al spațiului de sub membrană; $V_{kr} = V_k + V_r$; ε, ε_k — raportul de compresiune fără și cu considerarea canalului; ρ — densitatea; ρ_0, η_0 — densitatea și viscozitatea la începutul compresiuni; k — exponentul adiabatic; a_0 — viteza sunetului la începutul compresiunii; n — turația; e — raportul dintre raza manetonului și lungimea bielei; μ — cifra de contracție.

Scanned with OKEN Scanner


ε = 22
ε = 18
ε = 14
ε = 10
e = 0, 20
e = 0, 25
300 320 340 PMI 10 20 30 40 50 60 70 80 α, °RA
ε = 22
a

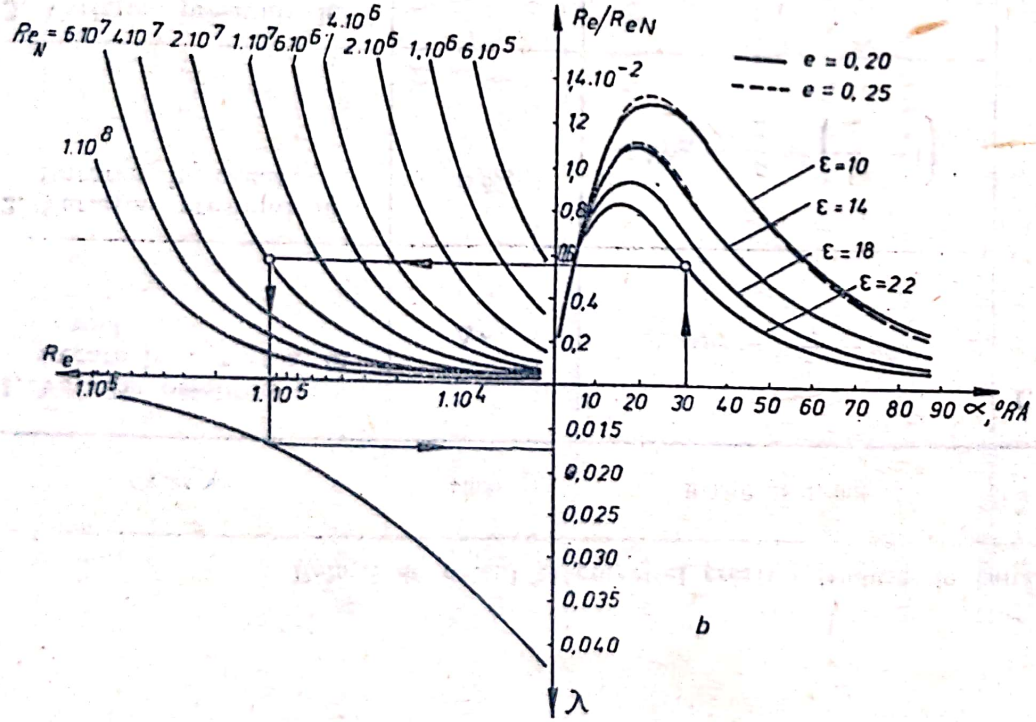
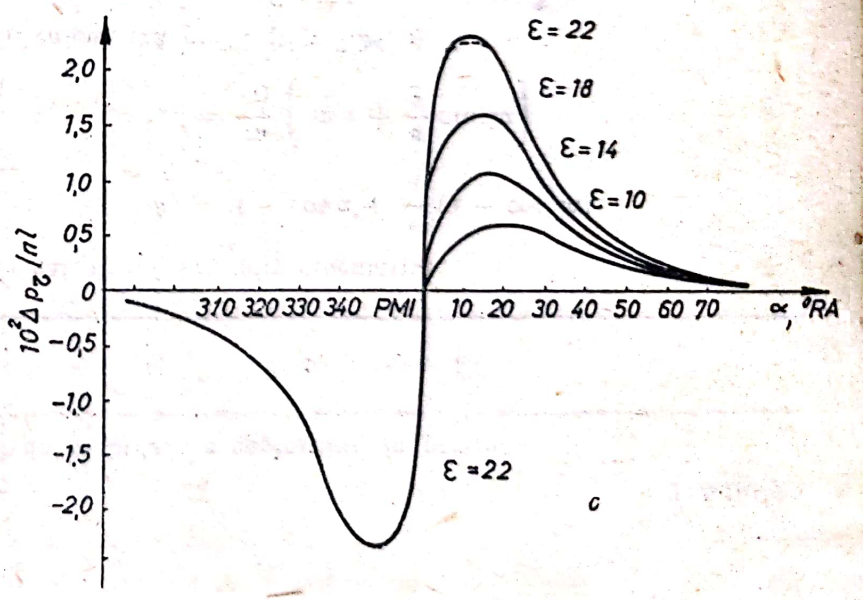

Re_N = 6.10^7 4.10^7 2.10^7 1.10^7 6.10^6 4.10^6 2.10^6 1.10^6 6.10^5
1.10^8
Re/ReN
14.10^-2
12
1,0
0,8
0,4
0,2
e = 0, 20
e = 0, 25
ε = 10
ε = 14
ε = 18
ε = 22
Re
1.10^5
1.10^5
1.10^4
10 20 30 40 50 60 70 80 90 α, °RA
0,015
0,020
0,025
0,030
0,035
0,040
λ
b

Fig. 7.24


ε = 22
ε = 18
ε = 14
ε = 10
2,0
1,5
1,0
0,5
0
-0,5
-1,0
-1,5
-2,0
310 320 330 340 PMI 10 20 30 40 50 60 70 α, °RA
ε = 22
c

Actualmente, se preferă de cele mai multe ori ridicarea unei diagrame de presiune-timp (presiune-unghi) cu baza proprie de timp a osciloscopului, sincronizată cu frecvența ciclurilor funcționale ale motorului prin declanșarea din exterior a bazei de timp, într-un moment controlat și reglabil al fiecărui ciclu. Traductorul de unghi pentru declanșarea bazei de timp a osciloscopului poate fi realizat în varianta fotoelectrică sau inductivă. Un traductor de unghi suplimentar, de același tip, se prevede în general pentru divizarea unghiulară a diagramei. Marcajele de unghi simplifică mult prelucrarea diagramei indicate și îi sporesc precizia, reducîndu-se erorile de neliniaritate a bazei de timp a osciloscopului, ca și erorile determinate de variația vitezei de rotație a arborelui cotit în cursul unui ciclu.

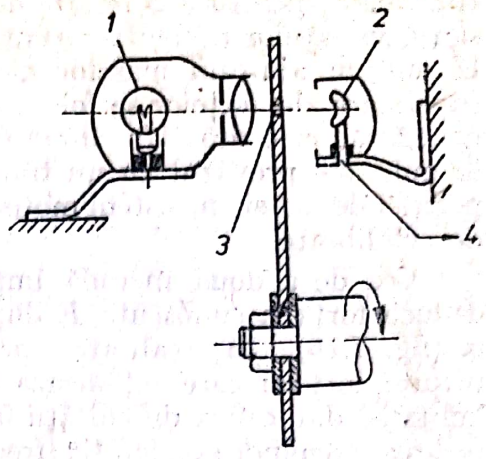


Fig. 7.25:
1 — sursă luminoasă; *2* — fotoelement; *3* — orificiu; *4* — spre amplificator.

În figura 7.25 se prezintă schema traductorului unghiular de tip fotoelectric. Traductorul constă din sursa luminoasă și fotoelementul, ambele fixe, și discul cu orificiu (fantă), antrenat de arborele cotit. Lumina emisă trece prin fanta îngustă a diafragmei și este focalizată de lentilă pe suprafața discului. Cînd orificiul (fanta) din disc se află în dreptul focarului, lumina trece spre fotoelement, rezultînd un semnal. Intensitatea iluminării fotoelementului este teoretic maximă cînd orificiul este coaxial cu sistemul sursă-fotoelement. Datorită inerției inerente a fotoelementului, maximul semnalului transmis de fotoelement apare cu o întîrziere față de momentul iluminării sale maxime, ceea ce implică înregistrarea cu întîrziere a poziției unghiulare corespunzătoare a arborelui. Construcțiile cele mai avansate de traductor de unghi folosesc o diodă electroluminescentă ca sursă de radiații infraroșii și un fototranzistor, cu care întîrzierea transmiterii semnalului se poate reduce la 4 ... 6 μs. La o turație de 6 000 rot/min, această eroare reprezintă 0,15 ... 0,21°RA.

7.2. MĂSURAREA FORȚEI

Metodele de măsurare a forței sînt de două categorii: 1) măsurare directă a forței, prin comparația cu o forță de greutate cunoscută (prin cîntărire); 2) măsurare indirectă, a unei alte mărimi fizice proporționale cu forța necunoscută: accelerația unei mase cunoscute, presiunea unui fluid sau deformația unui corp elastic.

Măsurarea prin cîntărire se aplică în regim staționar, pentru forțe cuprinse într-un interval care variază de la circa 0,10 N la cîteva mii de daN. Forțele care nu depășesc 1 daN se măsoară precis cu balanțe analitice. Sensibilitatea necesară se asigură printr-un echilibru foarte puțin stabil al brațelor, care au centrul de greutate plasat imediat sub cuțitul suport. Balanțele de înaltă precizie (microbalanțe) funcționează în camere cu atmosferă

Scanned with OKEN Scanner

controlată, pentru a fi izolate de influența perturbatoare a curenților de aer, sau a variațiilor de temperatură. Măsurarea se face prin metoda echilibrării la nul, cu ajutorul maselor etalon, sau prin metoda deviației. La valori superioare ale forțelor se folosesc cîntare de diferite tipuri, cu măsurare mecanică sau electrică. Un cîntar din ultima categorie, cu echilibrare automată la nul, este prevăzut cu un traductor electric de deplasare pentru controlul poziției de nul și un sistem motor pentru deplasarea în poziția de nul a masei de echilibrare.

Cea de a doua metodă implică folosirea unui accelerometru pentru a deduce forța necunoscută F după accelerația a imprimată masei cunoscute m (fig. 7.26). În realitate, produsul ma definește valoarea rezultantei tuturor forțelor care acționează asupra masei m. Metoda are o aplicabilitate limitată, din cauza dificultății izolării forței măsurate F față de celelalte forțe de care depinde accelerația (frecarea pe suport, rezistența aerodinamică etc.).

Următoarele două metode se bazează pe utilizarea unor corpuri elastice, celule de forță și captoare dinamometrice, care îndeplinesc rolul de traductoare de forță.

Celulele de forță, de tip hidraulic sau pneumatic (fig. 7.27, *a* respectiv *b*), funcționează cu un fluid a cărui presiune variază sub influența deformației unui perete elastic (diafragmă) pe care este aplicată forța necunoscută.

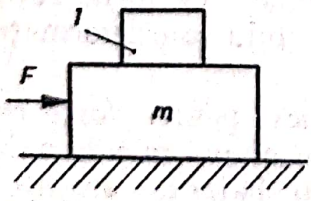
Celula de forță hidraulică, de construcție etanșă, și suficient de rigidă (deformațiile maxime de ordinul 0,05 ... 0,10 mm) este umplută cu ulei la o presiune de circa 2 daN/cm². Creșterea de presiune rezultată din acțiunea forței se măsoară cu un aparat de precizie, eventual cu traductor electric de presiune. Instalațiile construite pe acest principiu sînt folosite pentru măsurarea unor forțe pînă la 10^6 daN, cu o precizie de ordinul a 0,1% din scală.

Celula pneumatică de forță include un traductor pneumatic deplasare-presiune pentru măsurarea deformației elastice a diafragmei. Presiunea din interiorul celulei variază în funcție de secțiunea de curgere controlată de poziția diafragmei, corespunzătoare forței aplicate. Relația dintre forța F și creșterea corespunzătoare de presiune p_i, în condițiide echilibru static, se poate exprima sub forma

$$(F - p_i A)\, K_d K_p = p_i, \tag{7.19}$$

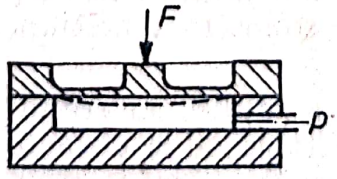
unde A este aria secțiunii diafragmei pe care este aplicată presiunea p_i; K_d — constanta diafragmei ca traductor forță-deplasare (cm/daN); K_p — constanta traductorului deplasare-presiune (daN/cm² · cm). Pentru valori mari ale produsului $K_d K_p$, $(1/K_d K_p \ll 1)$, se obține

$$p_i \approx \frac{F}{A}, \tag{7.20}$$

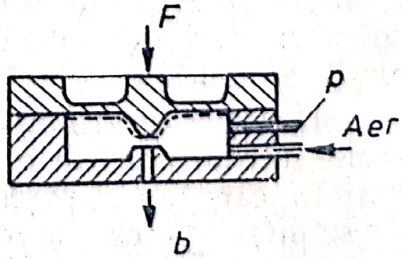


1 — accelerometru.

Fig. 7.26:



a



b

Fig. 7.27

deci o relație liniară între creșterea de presiune măsurată și forța aplicată. Se construiesc celule pneumatice pentru măsurări electrice, într-un interval care variază de la circa 2 daN la 2 000 daN, cu o precizie de 0,5% din scală.

Captoarele dinamometrice asigură măsurarea forței după deformația produsă, locală sau de ansamblu. Forma și construcția captoarelor variază în funcție de mărimea și de sensul forței. Pentru forțele mari, captoarele au în general forma de bară. În domeniul forțelor de mărime mijlocie, de ordinul miilor de newtoni și decanewtoni, este uzuală forma de inel, favorabilă pentru obținerea unor deformații mai mari, ușor de măsurat. Pentru forțele mici se folosesc captoare și mai elastice, de tipul lamelor încastrate la o extremitate. Reducerea rigidității captorului este însoțită însă și de coborîrea frecvenței proprii. Deformațiile captoarelor se măsoară local, cu traductoare tensometrice rezistive sau pe ansamblu, cu traductoare de deplasare, în general de tipul transformator diferențial.

În figura 7.28 se arată un captor dinamometric pentru forțe de compresiune, prevăzut cu patru traductoare tensometrice rezistive legate în punte; traductoarele R_1 și R_3 sesizează deformația longitudinală, iar traductoarele R_2 și R_4 deformația transversală. Prin acest montaj, sensibilitatea măsurării este amplificată cu factorul* $2(1 + \mu)$ și se asigură implicit și compensarea termică.

Pentru mărirea sensibilității, se folosesc captoare cu elemente elastice multiple, dispuse în paralel. În figura 7.29 se prezintă un captor cu 4 elemente prismatice, pe care sînt fixate 8 traductoare în direcția de acțiune a forței, și 8 traductoare în direcția transversală, legate într-o singură punte. Captoarele de acest tip asigură o precizie înaltă de măsurare, care ajunge la 0,3 ... 0,1% din scală.

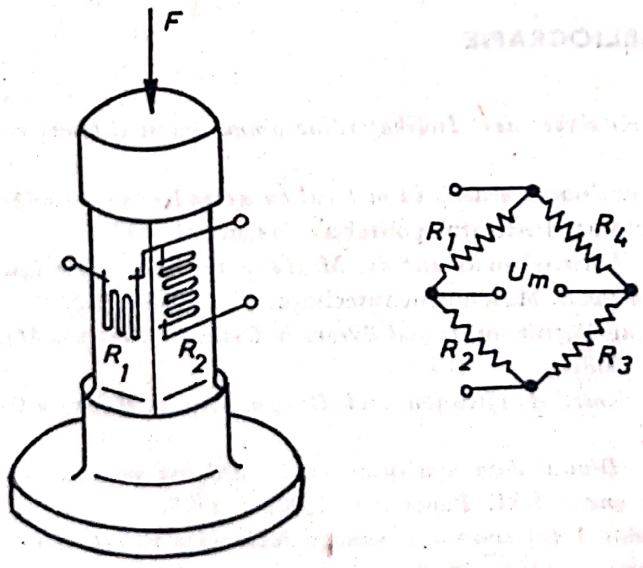
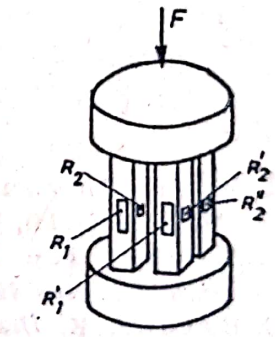


Fig. 7.28



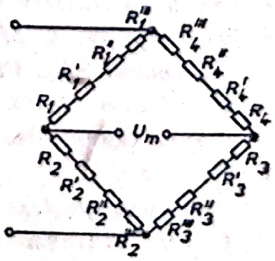
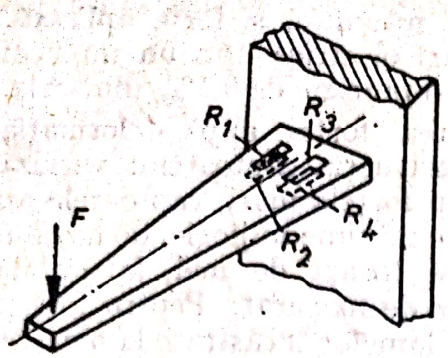
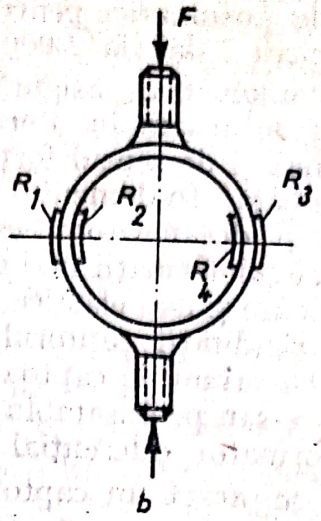


Fig. 7.29

* μ este coeficientul lui Poisson.



a



b

Fig. 7.30

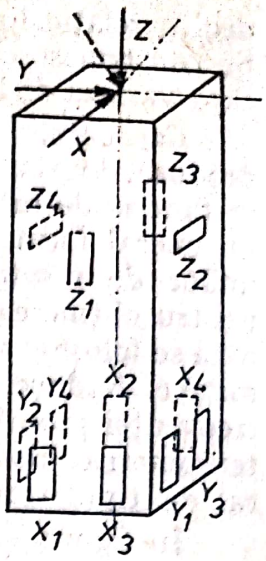


Fig. 7.31

În figura 7.30, se prezintă schema captoarelor de formă inelară și lamelă în consolă, echipate în ambele variante cu patru traductoare tensometrice rezistive active. Lamela are forma triunghiulară, de egală rezistență, prin care deformația măsurată nu mai depinde de poziția traductoarelor pe lungimea captorului (fig. 7.30, *a*).

O categorie specială de captoare dinamometrice sînt concepute pentru măsurarea celor trei componente rectangulare ale forței, în cazurile cînd nu se cunoaște direcția acesteia (fig. 7.31).

BIBLIOGRAFIE

1. Aken, Ch. van — *Harmonische Analyse des Indikatordiagrammes von Ottomotoren.* MTZ, 32 (1971), Nr. 7.
2. Apostolescu, N. *Contribuții la modelarea arderii în motorul cu aprindere prin comprimare și injecție directă.* Teză de doctorat. Institutul politehnic București, 1971.
3. Bathke, K. *Über den Einfluss des Indizierkanals auf die Messung des Gasdruckverlaufs in den Zylindern von Verbrennungsmotoren.* Maschinenbautechnik, 17, (1968), H.5.
4. Brown, W. L. *Methods for Evaluating Requirements and Errors in Cylinder Pressure Measurement.* SAE Paper Nr. 670008, 1968.
5. Doeblin, E.O. *Measurement Systems: Application and Design,* cap. 6. McGraw-Hill Book Comp., New-York, 1966.
6. Fisher, R.V. și Macey, J.P. *Digital data aquisition with emphasis on measuring pressure synchroneously with crank angle.* SAE Paper Nr. 750028, 1975.
7. Ivin, V.I. ș.a. *Opredelenie pogreșnostei pri izmerenii polnogo davlenia v nestaționarnom potoke gaza.* Izv. vuzov. Mașinostroenie, 1974, Nr. 9.
8. Karim, G.A. și Khan, M.O. *An Examination of Some of the Errors Normally Associated with the Calculation of Apparent Rates of Combustion Heat Release in Engines.* SAE Paper Nr. 710135, 1971.

Scanned with OKEN Scanner

9. Korabelnikov, A. A. şi Pamin, E. L. *Apparatura dlia indiţirovania dvigatelei vnutrennego sgorania*. Avtom. promîşlen., 1973, Nr. 3.
10. Kriţov, Iu. G. şi Molcianov, G. L. *Primenenie tenzometrov soprotivlenia dlia izmerenia davlenia gazov v ţilindre dizelea*. Izv. vuzov Maşinostroenie, 1973, Nr. 11.
11. Lancaster, D. R. ş.a. *Measurement and analysis of engine pressure data*. SAE Paper Nr. 750026, 1975.
12. Lyn, W.T. ş.a. *Accuracy in cylinder pressure measurement*. Proc. Instn. Mech. Engrs., 1965—66, Vol. 180, Pt. 3 G.
13. Matsuoka, S. ş.a. *A new further stabilized strain gage low pressure engine indicator-development and analysis*. SAE Paper Nr. 700499, 1970.
14. Penescu, T. şi Petrescu, V. *Măsurarea presiunii în tehnică*. Edit. tehnică, Bucureşti, 1968.
15. Stecikin, B. S. ş.a. *Indikatornaia diagramma, dinamika teplovîdeleniia i rabocii ţikl bîstrohodnogo porşnevogo dvigatelea*. Izd. Akademii Nauk SSSR, Moskva, 1960.
16. Stefanovskii, B. S. ş.a. *Ispîtania dvigatelei vnutrennego sgorania*, cap. 3. Maşinostroenie, Moskva, 1972.
17. Wajand, H. *Pomiary szybkozmiennych ciśnień w maszynach tłokowych*. Wyd. Naukovo-techniczne. Warszawa, 1974.
18. Zeiringer, R. *Piezoelectrische Quarzgeber für Messungen an Verbrennungskraftmaschinen*. MTZ, 30, (1969), Nr. 10.
19. * * * STAS 3589/1-74. *Manometre, vacuummetre şi manovacuummetre, indicatoare de uz general cu element elastic. Condiţii generale.*
20. * * * STAS 6526-71. *Manometru diferenţial cu tub în formă de U. Condiţii generale.*

Scanned with OKEN Scanner

8

MĂSURAREA MOMENTELOR DE RĂSUCIRE ŞI A PUTERII TRANSMISE DE ARBORI ÎN ROTAŢIE

Introducere. Simplitatea mijloacelor constructive prin intermediul cărora o mişcare de rotaţie poate fi transmisă, demultiplicată sau multiplicată, precum şi transformată în orice altă formă de mişcare a făcut ca marea majoritate a maşinilor de forţă să fie astfel concepute, încît să producă şi să furnizeze energie mecanică sub forma de energie cinetică de rotaţie. Ca urmare, metodele şi tehnicile de măsurare a momentelor de răsucire, transmise prin arbori aflaţi în mişcare de rotaţie, prezintă un interes deosebit în investigarea experimentală a maşinilor termice.

Instalaţiile de măsurare a momentului de răsucire, transmis prin arbori în rotaţie, se clasifică în conformitate cu indicaţiile conţinute în figura 8.1. Toate aceste instalaţii furnizează ca rezultat al măsurării, o mărime direct proporţională cu valoarea momentului de răsucire transmis. Aparatul de măsurare utilizat poate fi astfel gradat, încît să exprime direct momentul de răsucire (M_t), în unităţi de măsură corespunzătoare, sau o mărime proporţională cu acesta.

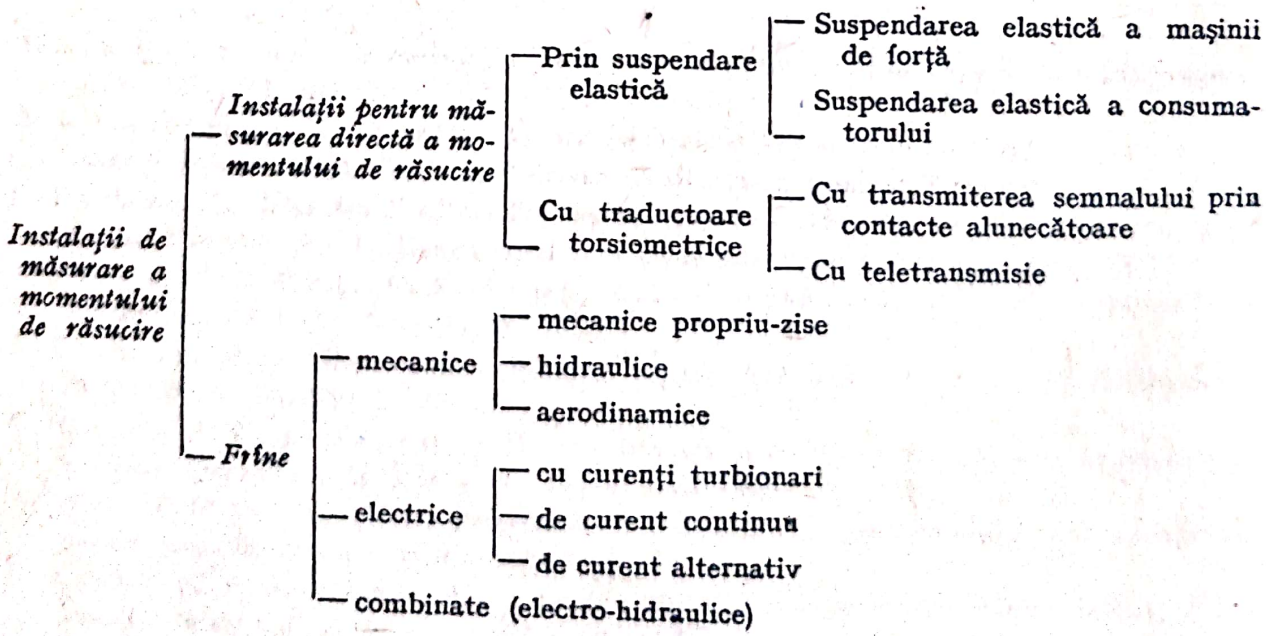


Fig. 8.1

Scanned with OKEN Scanner

Atunci cînd se doreşte determinarea directă a puterii transmise este necesar să se cunoască şi viteza de rotaţie a arborelui (ω). Puterea (P) se poate calcula cu formula:

$$P = KM_t\omega, \qquad (8.1)$$

unde K reprezintă o constantă care ţine seama de sistemul de unităţi de măsură folosit. Este posibilă şi măsurarea directă a puterii, atunci cînd, atît momentul de răsucire, cît şi viteza de rotaţie a arborelui sînt convertite în prealabil în semnale electrice proporţionale. Prin multiplicarea, pe cale electrică (§ 3.5.3), a celor două semnale se obţine un semnal direct proporţional cu puterea transmisă, care poate fi vizualizat pe cadranul unui instrument de măsurare, gradat direct în unităţi de putere.

8.1. INSTALAŢII DE MĂSURARE DIRECTĂ A MOMENTULUI DE RĂSUCIRE

În cadrul acestei categorii de instalaţii se includ tehnicile destinate măsurării momentului de răsucire transmis de maşina de forţă direct consumatorului cu care aceasta urmează să funcţioneze în exploatare. Măsurările se efectuează deci, în condiţiile concrete, determinate de caracteristicile ansamblului: maşină de forţă — consumator. Această situaţie prezintă o importanţă deosebită întrucît permite să se determine măsura în care caracteristicile maşinii de forţă corespund unei utilizări date.

8.1.1. Instalaţii de măsurare prin suspendare elastică

Tehnicile de măsurare care utilizează principiul suspendării elastice a maşinii de forţă sau a consumatorului sînt aplicabile în cazul ansamblurilor de dimensiuni mici, maşină-consumator sau în cazul motoarelor de avion, al căror consumator este constituit din elice.

Principiul de lucru pe care se bazează metoda de măsurare prin suspendare elastică este reprezentat în figura 8.2.

Momentul de răsucire, transmis între maşină şi consumator, determină încărcări inegale pe reazemele ambelor agregate. Condiţia de echilibru a sistemului este:

$$M_t = Fb, \qquad (8.2)$$

iar momentul de răsucire (M_t) poate fi calculat dacă se cunosc încărcările pe reazeme (F) şi geometria rezemării (b). Măsurarea forţelor pe reazeme se face prin montarea, fie la reazemele maşinii, fie la reazemele consumatorului, a unor traductoare de forţă adecvate (§. 7.2). Foarte potrivite, în acest sens, sînt traductoarele de deformaţie elastică realizate cu ajutorul

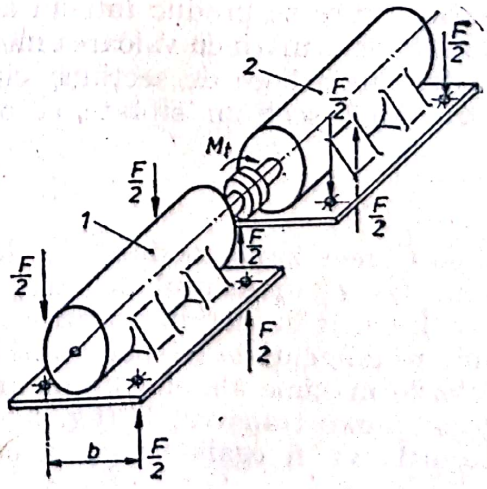


Fig. 8.2
1 — motor; 2 — consumator.

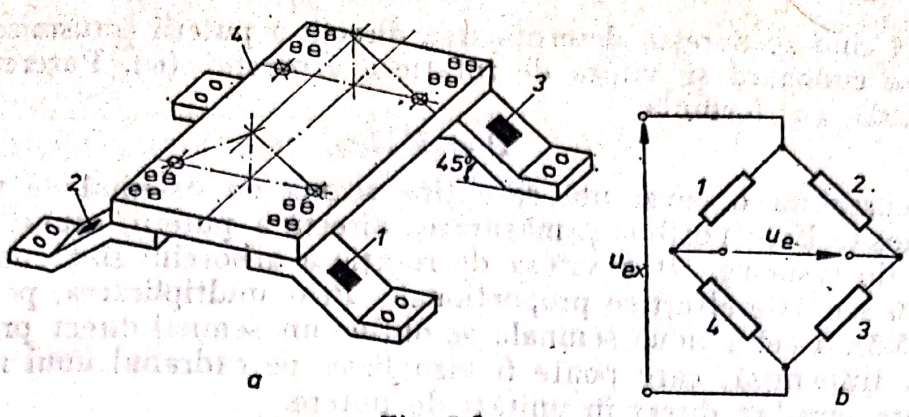


Fig. 8.3.

a — suportul pentru fixarea mașinii care se încearcă; *1, 2, 3, 4* — mărci tensometrice; *b* — schema de conectare a mărcilor tensometrice în puntea de măsurare.

mărcilor tensometrice (§. 6.1). În figura 8.3 este reprezentată o variantă posibilă de suport de rezemare a mașinii (sau a consumatorului), echipat cu traductoare de forță de tip tensometric. Aparatul de măsurare pe care se citește dezechilibrul punții de traductoare tensometrice poate fi gradat direct în unități de măsură de moment, pe baza unei etalonări statice efectuate prin aplicarea unor momente de răsucire de valoare cunoscută.

Avantajul esențial al tehnicilor de măsurare prin metoda suspendării elastice constă în faptul că măsurările se efectuează asupra unor părți fixe ale sistemului și ca atare nu ridică probleme de transmitere a semnalului măsurat.

8.1.2. Instalații de măsurare cu traductoare torsiometrice

Utilizarea traductoarelor torsiometrice reprezintă soluția cea mai adecvată de măsurare a momentului de răsucire transmis în instalațiile de forță de mare putere și în cazul măsurărilor efectuate direct asupra motoarelor care propulsează vehicule sau nave.

Funcționarea traductoarelor torsiometrice se bazează pe măsurarea deformațiilor care se produc într-un arbore solicitat la răsucire pură și corelarea acestor deformații cu valoarea momentului de răsucire care le produce. Astfel, pentru un arbore de secțiune circulară (fig. 8.4), deformația unghiulară θ între două secțiuni situate la distanța L este:

$$\theta = \frac{M_t L}{G I_p}, \tag{8.2}$$

unde G reprezintă modulul de elasticitate transversală al materialului arborelui, iar I_p momentul de inerție polar al secțiunii.

Întrucît în secțiunea transversală a arborelui se manifestă numai eforturi unitare tangențiale (răsucire pură), secțiunile principale, în care se produc valorile maxime ale eforturilor unitare normale, vor fi înclinate cu 45° față de secțiunea transversală (fig. 8.5), iar valoarea maximă a eforturilor unitare normale va fi egală cu cea a efortului unitar tangențial maxim:

$$|\sigma_{max}| = \tau_{max} = \frac{D M_t}{2 I_p}. \tag{8.3}$$

Scanned with OKEN Scanner

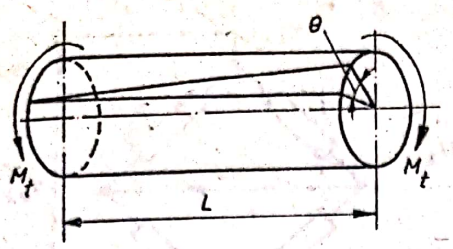


Fig. 8.4

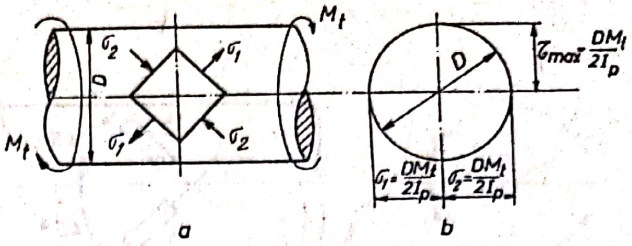


Fig. 8.5

a — direcțiile eforturilor unitare normale în cazul arborelui cilindric solicitat la răsucire pură; *b* — cercul lui Mohr pentru răsucire pură.

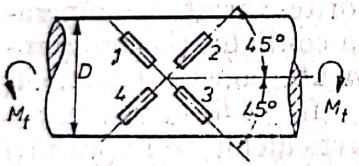
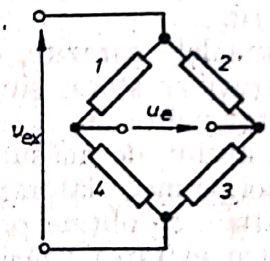
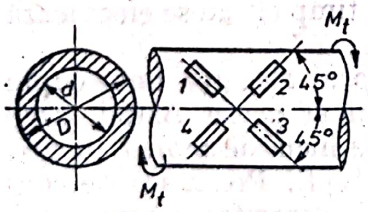
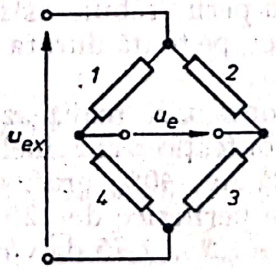
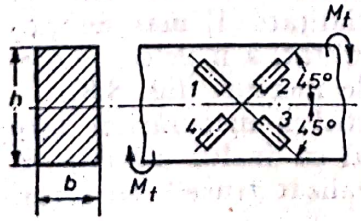
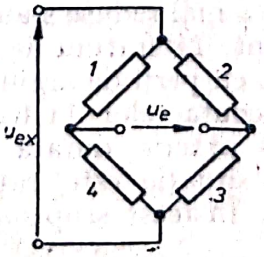
Plasînd mărci tensometrice pe periferia arborelui, de-a lungul fibrelor înclinate cu 45° față de axa de rotație, se poate măsura deformația specifică ε_{45} a acestor fibre:

$$\varepsilon_{45} = \frac{8M_t}{\pi D^3 G}. \qquad (8.4)$$

Astfel devine posibilă corelarea directă a valorii momentului de răsucire cu rezultatul măsurării tensometrice. În tabelul 8.1 sînt indicate principalele

Tabelul 8.1

Scheme de utilizare a traductoarelor torsiometrice cu mărci tensometrice

Schema de dispunere a mărcilor tensometrice pe arbore	Schema de conectare a mărcilor tensometrice în puntea de măsurare	Relații de calcul
		$\varepsilon_{45} = \frac{1}{k}\frac{u_e}{u_{ex}}$ $\varepsilon_{45} = \frac{8M_t}{\pi D^3 G}$
		$\varepsilon_{45} = \frac{1}{k}\frac{u_e}{u_{ex}}$ $\varepsilon_{45} = \frac{8M_t}{\pi G}\frac{D}{D^4 - d^4}$
		$\varepsilon_{45} = \frac{1}{k}\frac{u_e}{u_{ex}}$ $\varepsilon_{45} = \frac{M_t}{2Gh^2b}\left(\frac{c_1}{c_2}\right)$

h/b	c_1/c_2	h/b	c_1/c_2
1	0,209	4	0,284
1,5	0,230	6	0,298
2	0,247	10	0,312
3	0,269	∞	0,333

Scanned with OKEN Scanner

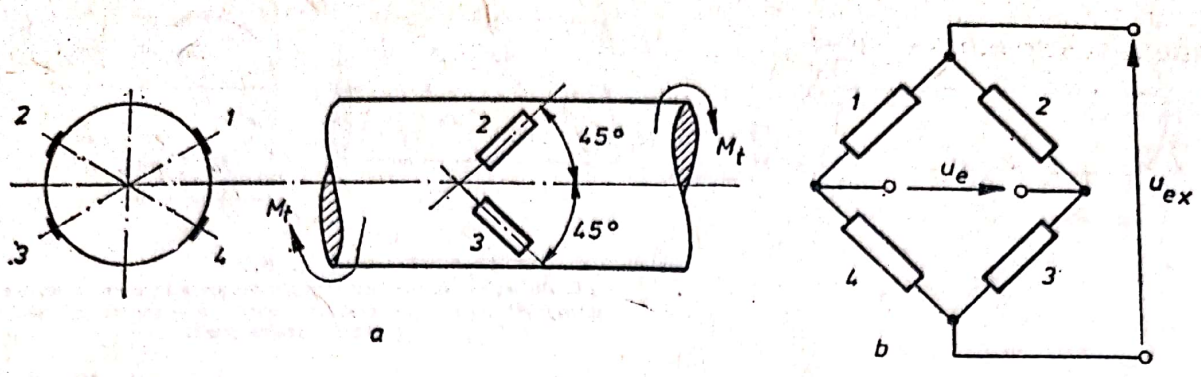


Fig. 8.6:
a — plasarea mărcilor tensometrice pe arborele supus măsurării; *b* — conectarea mărcilor tensometrice în puntea de măsură.

configuraţii de punţi cu traductoare tensometrice, utilizate la măsurarea momentelor de torsiune, împreună cu relaţiile de calcul aferente.

Problema esenţială pe care o ridică utilizarea traductoarelor torsiometrice cu mărci tensometrice o constituie modul de transmitere a semnalelor electrice de pe arborele în mişcare la aparatura fixă a instalaţiei de măsurare. Soluţia cea mai frecvent folosită, în acest scop, o reprezintă utilizarea unor contacte mobile realizate, de regulă, sub forma unor perii şi inele colectoare. Construcţia inelelor colectoare ridică o serie de probleme dificile, legate de minimalizarea zgomotelor electrice produse de contactul mobil, zgomote care, dacă nu sînt controlate, pot depăşi amplitudinea semnalului măsurat, compromiţînd rezultatul măsurării.

Astfel, pentru a elimina semnalele parazite, datorite variaţiei temperaturii de lucru a contactelor şi a uzurii acestora, singura configuraţie corespunzătoare a punţii de măsură este: punte cu 4 elemente active (§.3.1.3.4) realizată complet în afara aparatului de măsurare (fig. 8.6). Diminuarea zgomotelor cauzate de saltul periei pe inel, datorat particulelor de impurităţi care se depun pe suprafaţa acestuia, se obţine prin realizarea unui colector cu perii multiple (fig. 8.7). Pentru evitarea uzării inutile a suprafeţelor de contact, suporţii colectoarelor cu perii trebuie astfel concepuţi, încît să permită scoaterea acestora din contact, pe toată durata de timp cît nu se efectuează măsurări.

Diminuarea rezistenţei de contact se realizează prin alegerea unui cuplu adecvat de materiale pentru confecţionarea inelului şi periei. Astfel, perii realizate din argint grafitat (60% Ag, 40% grafit) pe inele de monel au fost utilizate cu succes pînă la viteze periferice de 125 m/s [1]. Presiunea de contact a periilor pe inel a fost de: 1,5 ... 2,75 daN/cm², rugozitatea maximă a suprafeţei inelului: 0,12 ... 0,18 μm, iar excentricitatea maximă a acestuia: 0,005 mm. Pentru viteze periferice mai reduse s-au utilizat cu succes inele din bronz cu perii din sîrmă de argint. Literatura de specialitate [1] mai menţionează folosirea inelelor de argint cu perii de argint grafitat, a inelelor de oţel cu perii de cupru grafitat şi a contactelor în baie de mercur (fig. 8.8).

În multe cazuri de interes practic, durata efectuării măsurărilor este relativ scurtă. Într-o asemenea situaţie este raţional ca inelul colector să aibă o construcţie cît mai simplă. În acest scop s-au realizat truse [1] cu seturi

[1] De exemplu trusa PT 1464-Philips.

Scanned with OKEN Scanner

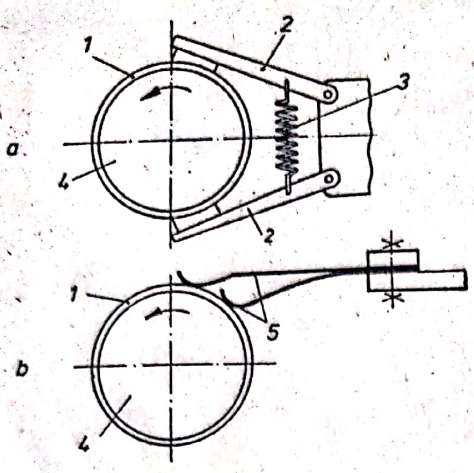


Fig. 8.7

1 — inel colector; *2* — perii; *3* — resort; *4* — arbore; *5* — perii din lamele elastice.

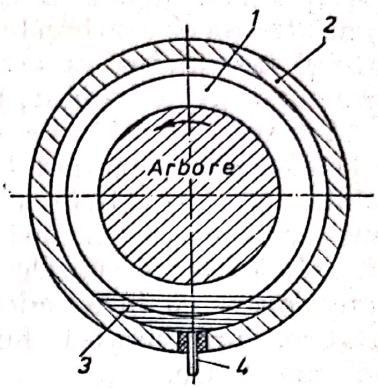


Fig. 8.8

1 — inel colector; *2* — carcasă; *3* — baie de mercur; *4* — contact metalic.

de benzi adezive izolante şi benzi din folie metalică pentru confecţionarea, la dorinţă, a sistemelor de inele colectoare. Asemenea truse conţin 4 tipuri de benzi izolante pentru realizarea, pe arborele cercetat, a suportului izolant pe care se aplică, în final, benzile din folie metalică, prin lipire pe un fragment de folie plasat sub inel, în zona regiunii de închidere a acestuia (fig. 8.9 şi 8.10). Trusele mai conţin, pe lîngă materialele necesare confecţionării inelelor şi perii colectoare, împreună cu suporţii lor de fixare.

Un sistem de contacte mobile realizat cu ajutorul unei asemenea truse poate fi folosit pînă la viteze periferice de maximum 20 m/s pe arbori de diametre < 60 mm. Rezistenţa de contact este < 30 mΩ, iar variaţia ei în decursul unei rotaţii nu depăşeşte 2 mΩ; rezistenţa de izolaţie a inelului este $> 10^9$ Ω.

O altă posibilitate de transmitere a semnalului, atunci cînd arborele cercetat este prevăzut cu un orificiu interior, o constituie utilizarea capetelor cu inele colectoare. Acestea se execută de către firmele de specialitate şi

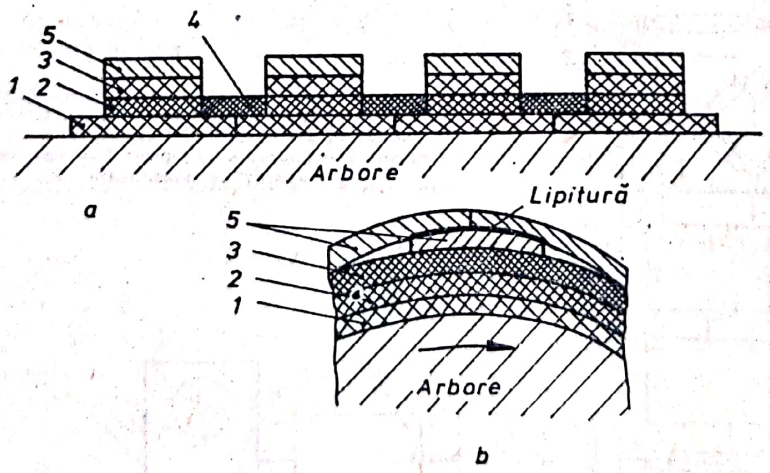


Fig. 8.9

a — dispunerea inelelor colectoare în lungul arborelui; *b* — dispunerea benzilor de confecţionare a inelului în secţiunea arborelui. *1* — bandă izolantă tip 1; *2* — bandă izolantă tip 2; *3* — bandă izolantă tip 3; *4* — bandă izolantă tip 4; *5* — folie metalică.

Scanned with OKEN Scanner

sînt prevăzute cu 6 pînă la 12 contacte alunecătoare. Capul cu inele colectoare poate fi montat numai pe o extremitate liberă a arborelui rotitor, de unde şi necesitatea ca acesta să prezinte un orificiu interior, prin care să poată fi trecute cablurile de legătură de la marca tensometrică la contactele mobile. Performanţele electrice ale unui asemenea cap cu inele colectoare sînt asemănătoare cu cele ale inelelor confecţionate cu benzi adezive şi folii metalice, durabilitatea lor însă este mult mai mare.

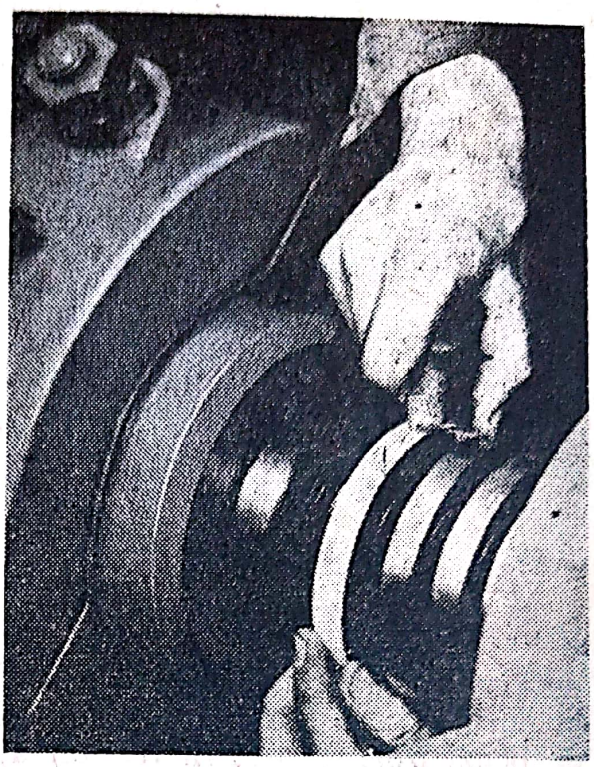


Fig. 8.10

Evitarea completă a zgomotelor electrice datorite contactelor mobile devine posibilă prin transmiterea semnalului măsurat cu ajutorul undelor electromagnetice. În figura 8.11 este reprezentată schema de principiu a unei instalaţii telemetrice de măsurare a momentului de răsucire transmis de un arbore în mişcare de rotaţie.

Dezechilibrul produs în puntea de măsurare cu mărci tensometrice modulează în frecvenţă o undă purtătoare generată de un oscilator local (§.3.5.6). Semnalul astfel modulat este amplificat şi radiat, în spaţiul înconjurător, prin intermediul unei antene bobinate pe însăşi arborele rotitor. Undele electromagnetice radiate sînt captate, cu ajutorul unei antene cu miez de ferită, amplificate şi demodulate în vederea obţinerii semnalului măsurat. Aparatura aferentă instalaţiei, care se montează pe arborele în rotaţie, este realizată în construcţie miniaturizată ea putînd suporta acceleraţii de pînă la 100 g (*g* — acceleraţia gravitaţiei) şi funcţionînd prin alimentare de la un bloc de 6 baterii tip R6 (1,5 V fiecare). Aparatura este prevăzută, de asemenea,

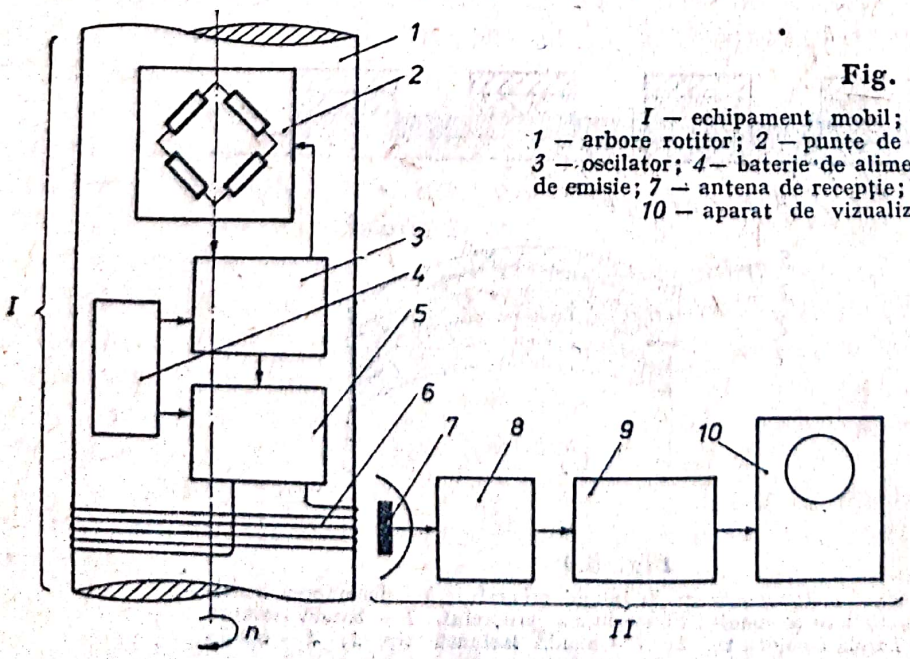


Fig. 8.11

I — echipament mobil; *II* — echipament fix; *1* — arbore rotitor; *2* — punte de mărci tensometrice (modulator); *3* — oscilator; *4* — baterie de alimentare; *5* — emiţător; *6* — antena de emisie; *7* — antena de recepţie; *8* — receptor; *9* — discriminator; *10* — aparat de vizualizare (sau înregistrare).

Scanned with OKEN Scanner

cu posibilitatea de etalonare în vederea obținerii rezultatelor, direct la scara de mărime dorită. În tabelul 8.2 sînt indicate 2 asemenea instalații împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 8.2

Instalații telemetrice pentru măsurarea momentelor de răsucire transmise prin arbori în rotație

Firma constructoare	Componența instalației de măsurare	Frecvența centrală și modulația maximă	Sensibilitatea (funcție de rezistența traductorului folosit)	Accelerația maximă admisibilă (pentru părțile mobile)	Masa părții mobile a instalației	Observații
Hottinger-Baldwin (R.F.G.)	Oscilator-emițător MT 2555 Cutia bateriei BK 2801 Receptor-discriminator EV 2510	10 kHz ±5 kHz	5 kHz /80μV/V — — 120Ω 5 kHz/ — 140μV/V — — 350Ω 5kHz/ 200μV/V — — 600Ω	30 000 m/s²	320 g	Partea mobilă a instalației alimentată de la baterie (8,4 V) Baterie Mallory/Duracell TR 126
Philips (Olanda)	Oscilator-emițător PR 9910 Cutie cu baterii PR 9912 Antenă receptoare PR 9913 Discriminator PR 9914/01	6,75 kHz ±2,025kHz	Reglabilă maxim: 2,025 kHz /5μV/V	30 000 m/s²	550 g	Partea mobilă a instalației alimentată de la baterie (9 V) 6 baterii R6
	PR 9910 Redresor PR 9918 Alimentator cu contacte alunecătoare PR 9917/01 Descriminator Pr 9914/01	Idem	Idem	Idem	300 g	Partea mobilă a instalației alimentată de la rețea (110/220 V)

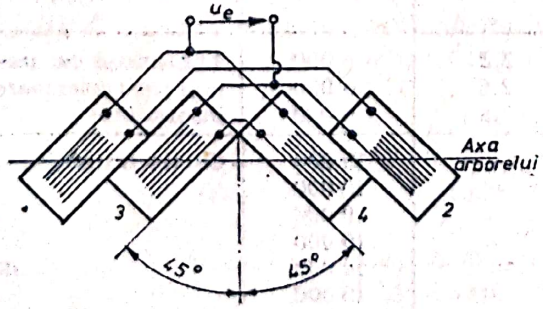


Fig. 8.12

O problemă importantă, legată de precizia de măsurare a traductoarelor torsiometrice cu mărci tensometrice, o constituie montarea corectă (exact la 45° față de axa de rotație) a punții de măsurare. În vederea simplificării operației de aliniere a mărcilor se recomandă utilizarea schemei de lipire indicată în figura 8.12, sau utilizarea ansamblurilor de mărci, special confec-

ţionate pentru măsurarea momentelor de răsucire. Aceste ansambluri sînt prevăzute cu marcaje de aliniere care permit poziţionarea faţă de un reper paralel cu axa de rotaţie a arborelui. Se elimină astfel sursele de erori introduse de trasarea, pe suprafaţa arborelui, a reperelor de aliniere dispuse la 45°.

Pentru măsurările de durată este indicată folosirea, în locul traductoarelor confecţionate la faţa locului, a cuplajelor torsiometrice special construite în acest scop. Acestea pot fi de tipul cu inele colectoare sau cu teletransmisie şi se execută în seturi de dimensiuni, în funcţie de domeniul de variaţie al momentului măsurat. În tabelul 8.3 sînt indicate cîteva tipuri constructive de seturi de cuplaje împreună cu principalele lor caracteristici.

Tabelul 8.3

Cuplaje torsiometrice

Firma constructoare	Tipul cuplajului	Domeniul de măsurare [daNm]	Masa cuplajului [kg]	Turaţia maximă de lucru [rot/min]	Observaţii
IEMI (R.S.R.)	N 2303 A	5	5	6 000	Transmisie fără contacte prin cuplaj inductiv
	N 2303 B	10	7,5	6 000	
	N 2303 C	20	7,5	6 000	
	N 2303 D	50	14	6 000	
	N 2303 E	100	14	6 000	
	N 2401 A	10	10,5	6 000	Transmisie fără contacte; tahometru de CA incorporat
	N 2401 B	20	10,5	6 000	
	N 2401 C	50	10,5	6 000	
	N 2401 D	100	10,5	3 000	
	N 2401 E	200	10,5	3 000	
	N 2401 F	1 000	10,5	3 000	
Hottinger-Baldwin (R.F.G.)	T2/10	10	4,6	6 000	Transmisie cu inele şi perii colectoare incorporate în construcţia cuplajului
	T2/20	20	6,2	6 000	
	T2/50	50	6,2	6 000	
	T2/100	100	8,3	6 000	
	T2/200	200	11,8	6 000	
	T2/500	500	27,3	4 000	
	T2/1 000	1 000	37,5	4 000	
	T2/2 000	2 000	70	2 500	
	T2/5 000	5 000	110	2 500	
	T3FN 10/50	50	—	10 000	Cu teletransmisie şi tahometru incorporat
	T3FN 10/100	100	—	10 000	
	T3FN 10/200	200	—	10 000	
	T3FN 7/500	500	—	7 000	
Philips (Olanda)	PR 9380/10	10	2,2	6 000	Transmisie cu inele şi perii colectoare incorporate
	PR 9380/20	20	2,6	6 000	
	PR 9380/50	50	2,8	6 000	
	PR 9372/10	10	—	10 000	Cu teletransmisie
	PR 9372/20	20	—	10 000	
	PR 9372/50	50	—	10 000	
	PR9372/01H	100	—	10 000	
	PR9372/02H	200	—	10 000	
	PR9372/05H	500	—	10 000	

Scanned with OKEN Scanner

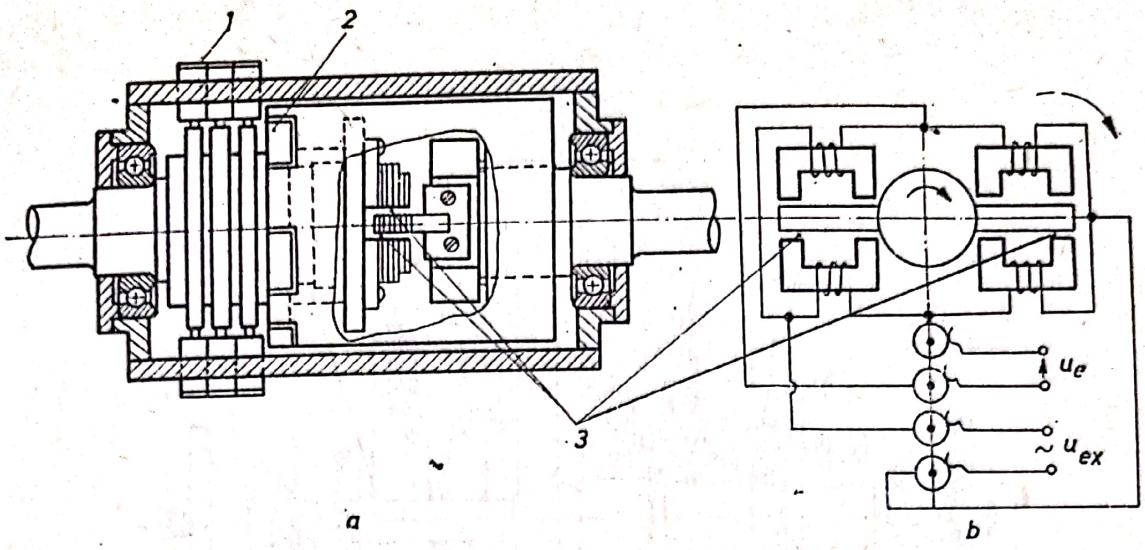


Fig. 8.13

a — construcţia traductorului; *b* — schema de principiu a traductorului; *1* — contacte alunecătoare; *2* — cuplaj; *3* — întrefierul traductorului.

În afara traductoarelor cu mărci tensometrice se mai pot folosi la confecţionarea cuplajelor torsiometrice şi traductoarele de deplasare (capitolul 5) pentru măsurarea rotirilor relative a două secţiuni transversale ale arborelui. Astfel, în figura 8.13 este indicată schema de principiu a unui cuplaj torsiometric la care deformaţia unghiulară, produsă de momentul de răsucire, modifică întrefierul unor traductoare inductive (§.5.1.2). conectate în punte.

8.2. FRÎNE

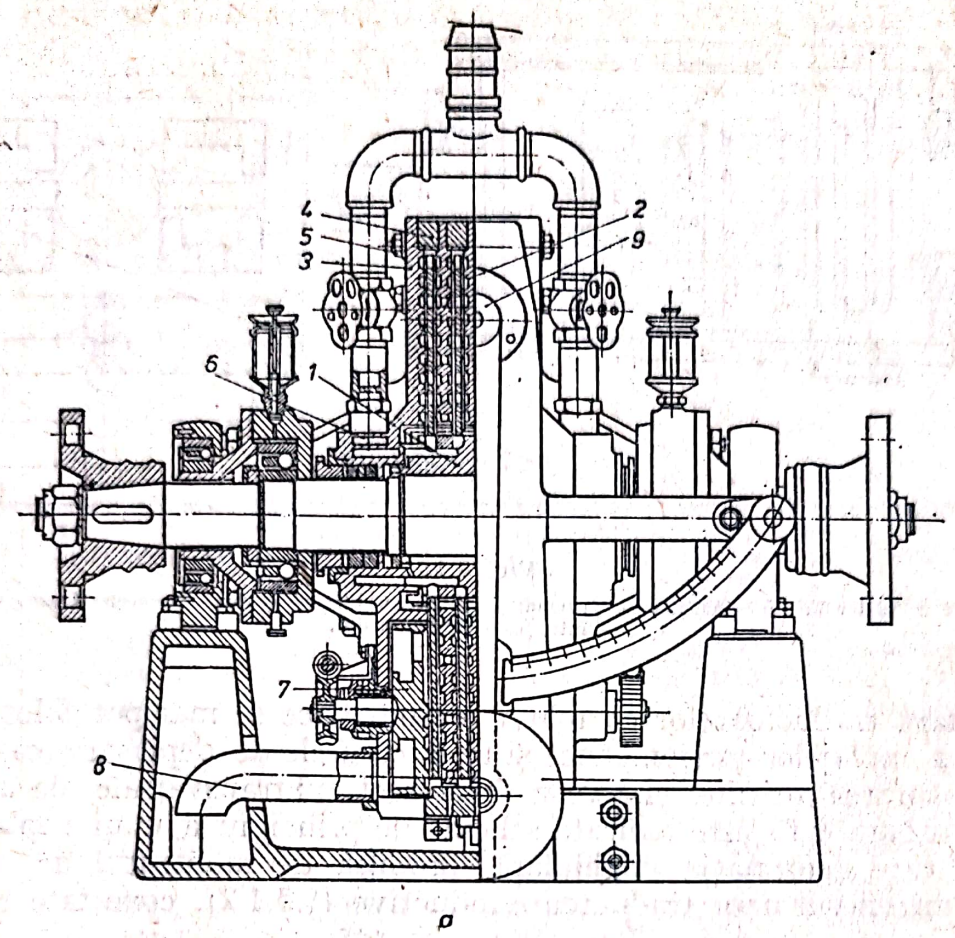
În cadrul acestei categorii de instalaţii se includ acele utilaje care permit posibilitatea de disipare, în mod controlabil, a energiei mecanice produse de o maşină de forţă şi, în acelaşi timp, măsurarea momentului de răsucire aplicat, drept sarcină, maşinii de forţă. În funcţie de modul în care este realizată disiparea energiei se disting tipurile constructive indicate în tabelul 8.1.

Datorită caracteristicilor funcţionale mai favorabile s-au impus în ultima vreme, cu precădere, frînele mecanice de tip hidraulic şi frînele electrice.

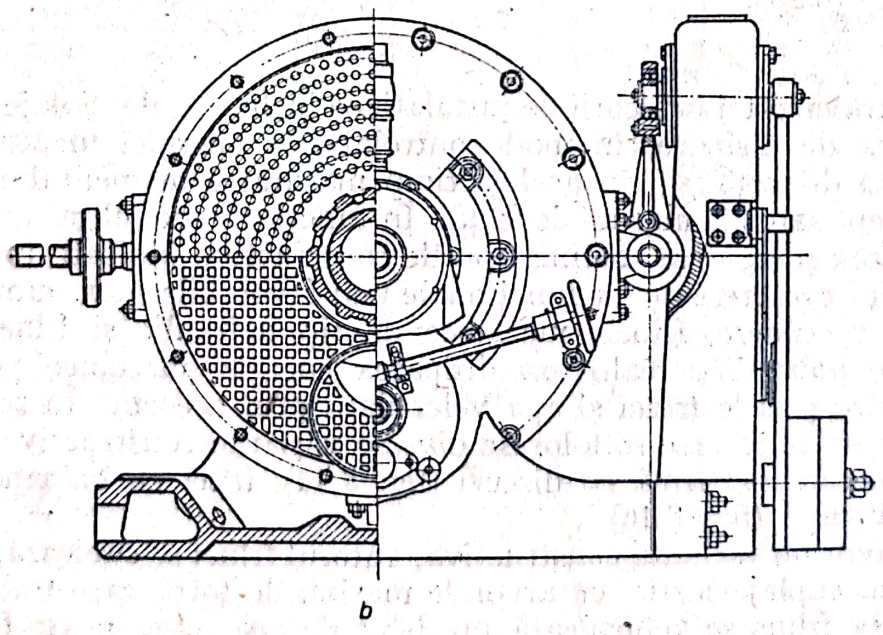
Frînele hidraulice realizează disiparea energiei mecanice prin frecarea produsă între piesele frînei şi apa vehiculată prin aceasta. În scopul amplificării forţelor de frecare se folosesc diverse variante constructive ale ansamblului rotor-carcasă: frînă cu discuri (fig. 8.14), frînă cu buloane (fig. 8.15) şi frînă cu cupe (fig. 8.16).

Indiferent de varianta constructivă, rotorul frînei se cuplează, prin intermediul unui cuplaj elastic, cu arborele maşinii de forţă care trebuie frînată. Prin carcasa frînei se vehiculează un debit de apă, care poate fi reglat cu ajutorul unui robinet. Datorită frecării dintre apă şi rotor apa este antrenată într-o mişcare de rotaţie în interiorul carcasei. Dispusă sub forma unui inel rotitor, apa exercită la rîndul ei forţe de frecare asupra carcasei, determinînd un moment care tinde să rotească şi carcasa, în acelaşi sens cu rotorul.

Scanned with OKEN Scanner



a



b

Fig. 8.14.

1 — rotor; *2* — discuri cu orificii; *3* — carcasă; *4* — inele de distanțare; *5* — șuruburile de strîngere a carcasei; *6* — orificiul de intrare a apei; *7* — vana de reglaj; *8* — ștuțul de evacuare a apei.

Scanned with OKEN Scanner

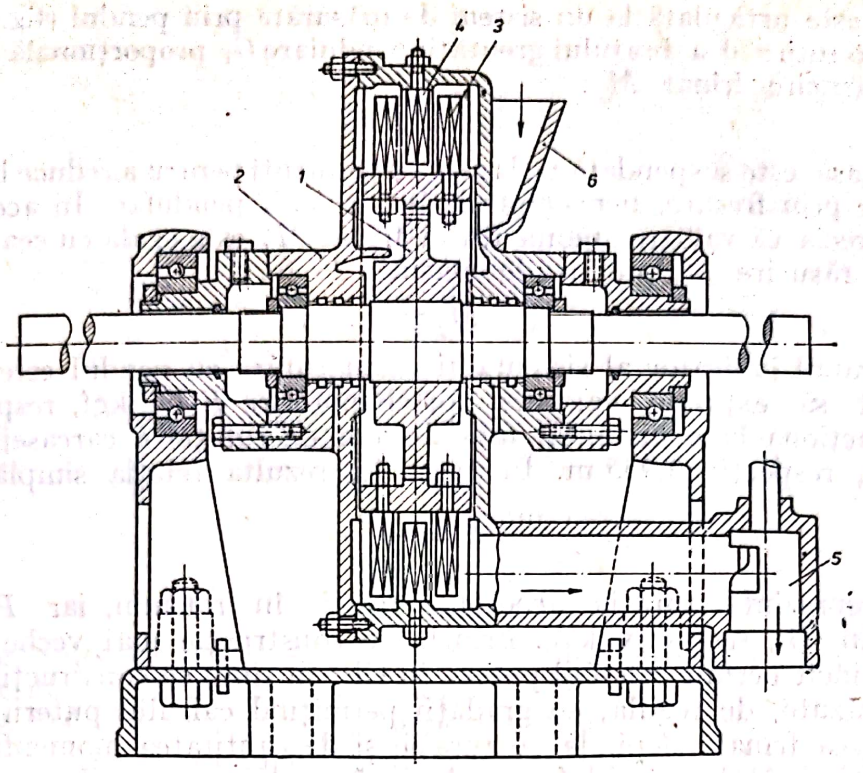


Fig. 8.15

1 — rotor; *2* — carcasă; *3* — buloanele rotorului; *4* — buloanele carcasei; *5* — vana de reglaj; *6* — gura de intrare a apei în frînă.

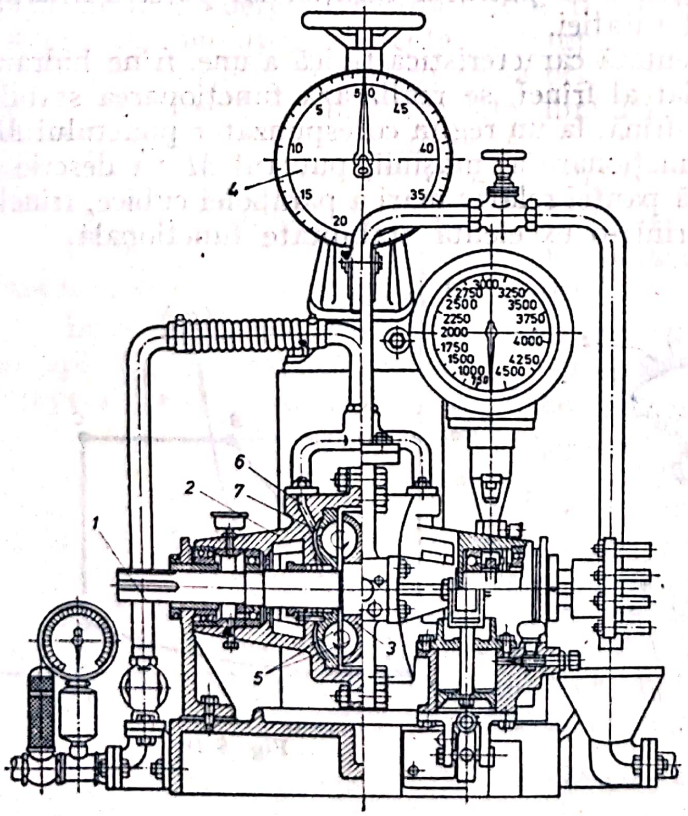


Fig. 8.16

1 — arborele frînei; *2* — carcasa frînei; *3* — rotorul cu cupe; *4* — cadranul frînei; *5* — mișcarea apei în interiorul cupelor; *6* — canalul de intrare a apei în frînă; *7* — orificiul de intrare a apei în cupă.

Scanned with OKEN Scanner

Carcasa este articulată la un sistem de măsurare prin pendul (fig. 8.17) care produce o rotire θ a braţului greutăţii pendulare G, proporţională cu momentul de răsucire frînat M_f:

$$M_f = K\theta G. \tag{8.5}$$

Carcasa este suspendată pe lagăre cu rulmenţi pentru a reduce la minimum pierderile prin frecare, nemăsurabile în sistemul pendular. În acest mod, se poate aprecia că valoarea momentului frînat M_f este egală cu cea a momentului de răsucire M_t produs de maşina de forţă

$$M_f \cong M_t. \tag{8.6}$$

Cadranul indicator al sistemului de măsurare cu pendul este astfel gradat, încît să exprime valoarea forţei ipotetice F în kgf, respectiv daN, care ar acţiona la o distanţă, faţă de axa de rotaţie a carcasei, egală cu 0,7162 m, respectiv 0,955 m. În acest fel rezultă relaţia simplă de calcul

$$P = \frac{Fn}{1\,000}, \tag{8.7}$$

unde n reprezintă turaţia arborelui frînei, în rot/min, iar P — puterea frînată, în CP, respectiv kW. Frînele de construcţie mai veche sînt astfel gradate, încît permit calculul puterii în CP, în timp ce construcţiile moderne sînt prevăzute, de regulă, cu gradaţii permiţînd calculul puterii în kW.

Puterea frînată depinde de turaţie şi de cantitatea momentană de apă care se mişcă în interiorul frînei. Această cantitate se reglează cu ajutorul robinetului de admisie a apei şi al vanei de control a secţiunii de curgere a apei din frînă. Deoarece forţele de frecare între un corp solid şi un fluid sînt proporţionale cu pătratul vitezei relative, rezultă că momentul de răsucire frînat este direct proporţional cu pătratul turaţiei iar puterea frînată, direct proporţională cu cubul turaţiei.

În figura 8.18 este reprezentată caracteristica tipică a unei frîne hidraulice. Dacă, pentru un reglaj dat al frînei, se realizează funcţionarea stabilă a ansamblului maşină de forţă-frînă, la un regim corespunzător punctului M, la modificarea regimului de funcţionare al maşinii, punctul M va descrie o parabolă cubică (Cn^3). Datorită pantei relativ mari a parabolei cubice, frînele hidraulice se caracterizează printr-o excelentă stabilitate funcţională.

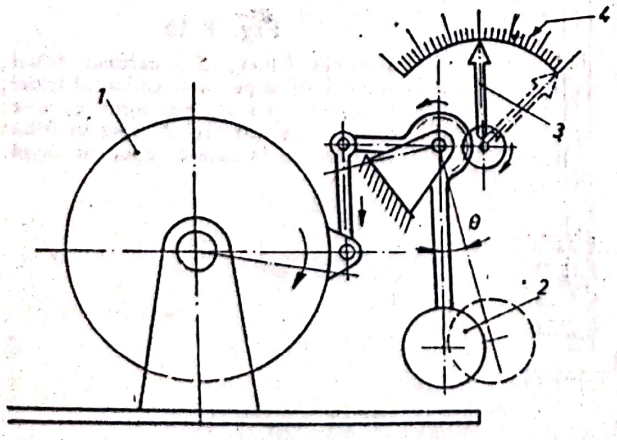


Fig. 8.17

1 — carcasa frînei; *2* — greutate pendulară; *3* — ac indicator; *4* — cadran.

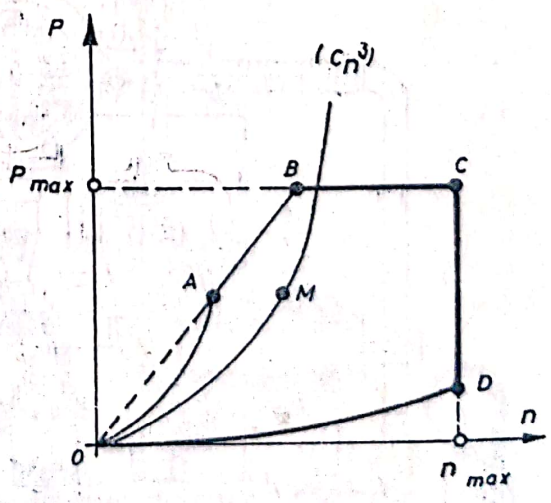


Fig. 8.18

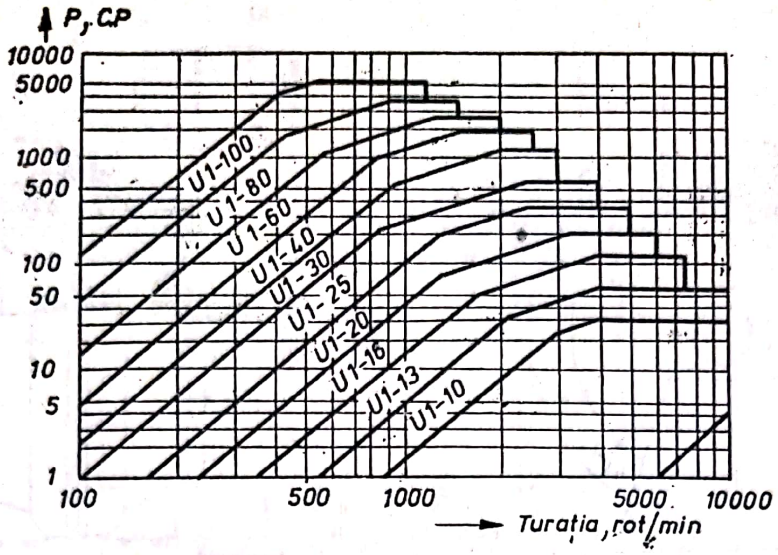


Fig. 8.19

Reglînd valoarea maximă a cantității momentane de apă din frînă se obține o limită a domeniului de funcționare a acesteia, reprezentată de parabola cubică OA. În punctul A se atinge valoarea maximă a momentului de torsiune pe care îl pot suporta, fără pericol de avarie, părțile componente ale frînei. Creșterea, în continuare, a puterii frînate este posibilă numai cu condiția menținerii constante a momentului, deci de-a lungul dreptei AB. În punctul B și de-a lungul dreptei BC domeniul de funcționare a frînei este limitat de valoarea maximă a puterii pe care aceasta o poate disipa. Întrucît, prin frecare, energia mecanică este transformată în căldură, la depășirea puterii maxime apare pericolul ca temperatura apei din frînă să depășească, local, temperatura de fierbere și datorită acestui fapt să compromită stabilitatea funcțională a frînei. Celelalte limitări ale domeniului de funcționare a frînei se datoresc turației maxime pe care piesele în mișcare o pot suporta fără pericol — dreapta CD — și frecării cu aerul, atunci cînd alimentarea cu apă este complet întreruptă — parabola cubică OD.

În figura 8.19 sînt reprezentate domeniile de funcționare pentru o familie constructivă de frîne hidraulice [1].

Întrucît puterea frînată este disipată sub formă de căldură, consumul de apă (C_h) al instalației de frînare depinde de putere (P) și de diferența între temperatura apei, la ieșirea din frînă (t_e) și la intrarea în aceasta (t_i):

$$C_h = \frac{KP}{t_e - t_i} \quad [l/\text{h}], \tag{8.8}$$

unde $K = 632$ kcal/CP · h, dacă puterea este exprimată în CP și $K = 861$ kcal/kWh, dacă puterea este exprimată în kW. Considerînd temperatura de intrare a apei $t_i = 15°C$ și cea de ieșire $t_e = 50 \ldots 70°C$ rezultă $C_h = 10 \ldots 18$ l/CP · h, respectiv $C_h = 14 \ldots 25$ l/kWh.

În cazul mașinilor de forță de mare putere, apa folosită în instalațiile de frînare este recuperată și răcită în turnuri speciale de răcire.

[1] Carl Schenck GmbH

Scanned with OKEN Scanner

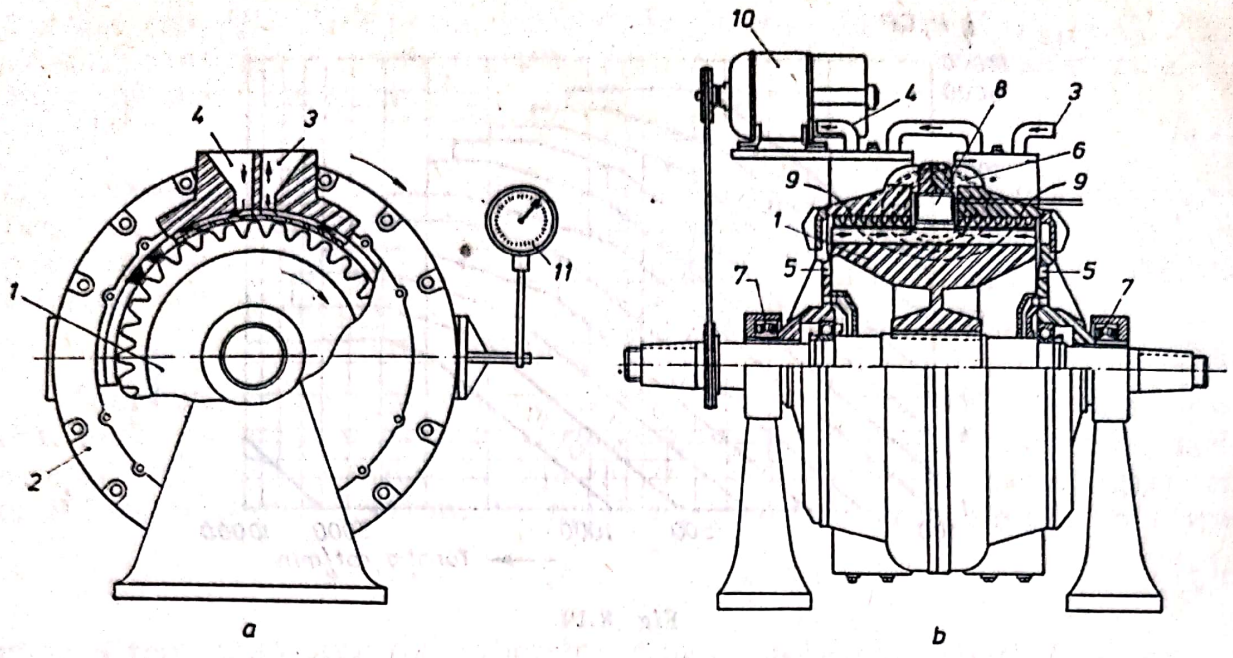


Fig. 8.20.

a — secțiune transversală; *b* — secțiune longitudinală; *1* — rotor; *2* — carcasă; *3* — orificiul de intrare a apei de răcire; *4* — orificiul de ieșire a apei de răcire; *5* — orificiul de intrare a aerului de răcire; *6* — orificiul de ieșire a aerului de răcire; *7* — lagărele frînei; *8* — bobinaj electromagnetic; *9* — canalele de circulație a apei de răcire; *10* — generator suplimentar de excitație (pentru controlul turației agregatului motor-frînă); *11* — dinamometru.

Din categoria frînelor electrice, tipurile constructive cele mai utilizate sînt frînele cu curenți turbionari și frînele de curent continuu.

Frîna cu curenți turbionari (fig. 8.20) se compune dintr-un rotor, prevăzut la periferia sa cu proeminențe în formă de dinți, care se rotește în interiorul unei carcase sprijinită în lagăre cu rulmenți și articulată într-un sistem de măsurare cu greutate pendulară. Pe carcasă este înfășurată o bobină electrică, alimentată în curent continuu, care magnetizează atît carcasa cît și rotorul. Liniile de flux ale cîmpului electromagnetic înconjură bobina, traversînd atît carcasa cît și rotorul, iar densitatea lor crește în dreptul proeminențelor de pe suprafața rotorului. Atunci cînd rotorul se află în mișcare, liniile de flux magnetic din dreptul proeminențelor baleiază secțiunea masivă a carcasei, inducînd în aceasta curenți turbionari și tinzînd totodată să o antreneze în mișcare, în același sens cu rotorul. Mișcarea carcasei este transmisă sistemului de măsurare cu greutăți pendulare a cărui construcție este identică cu cea descrisă în cazul frînei hidraulice. Curenții turbionari care circulă prin carcasă produc încălzirea acesteia. Pentru menținerea unei temperaturi acceptabile a pieselor componente ale frînei, carcasa este prevăzută cu un circuit de apă de răcire iar rotorul cu un sistem de răcire cu aer. Reglajul puterii frînate se obține prin variația curentului electric care străbate înfășurarea practicată pe carcasă.

Caracteristica frînei electrice cu curenți turbionari este o parabolă pătratică, deoarece puterea frînată este proporțională cu pătratul curentului, care, la rîndul lui, este direct proporțional cu turația. În figura 8.21 sînt reprezentate domeniile de utilizare ale unei familii constructive de frîne electrice cu curenți turbionari [1].

[1] Carl Schenk GmbH.

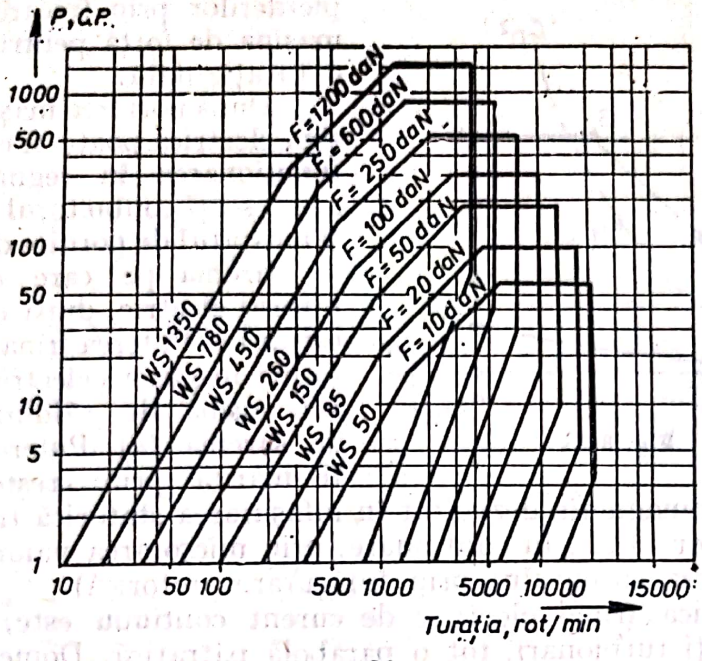


Fig. 8.21.

Frînele electrice de curent continuu au o construcție similară cu cea a mașinilor electrice de curent continuu. Spre deosebire de acestea, însă, carcasa lor este rezemată pe lagăre cu rulmenți și articulată într-un sistem de măsurare cu greutăți pendulare, de construcție identică cu cea descrisă în cazul frînelor hidraulice.

Schema de conexiuni a unui asemenea tip de frînă este prezentată în figura 8.22. La pornirea instalației mașina electrică poate funcționa în regim de motor, pentru pornirea mașinii de forță. În acest scop se pune sub tensiune înfășurarea statorică (contactorul *b*) și, pentru a obține un cuplu motor maxim, se reglează, prin scurtcircuitarea reostatelor din circuitul statoric (*c*), valoarea maximă a cîmpului electromagnetic. Reostatul de pornire din circuitul rotoric (*a*) este reglat la valoarea maximă a rezistenței sale, corespunzătoare circuitului electric care se obține la cuplarea contactorului *d* la rețea. În felul acesta se limitează valoarea curentului prin înfășurarea rotorică, la pornirea mașinii electrice. Odată instalația pornită, turația mașinii electrice poate fi mărită prin micșorarea rezistenței reostatului de pornire (*a*), pînă la scurtcircuitarea completă a acestuia și în continuare prin micșorarea cîmpului electromagnetic mărind rezistența introdusă prin reostatele (c). Utilizarea sistemului de măsurare cu greutăți pendulare poate permite determinarea puterii

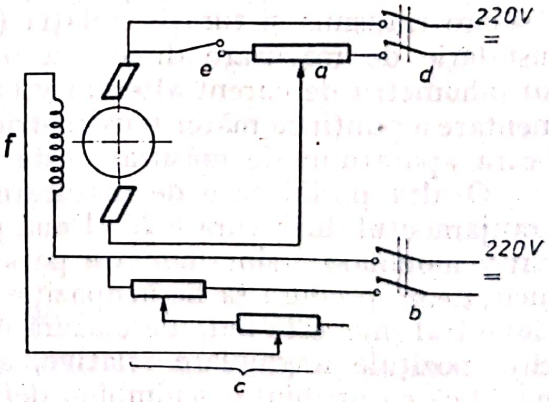


Fig. 8.22

a — reostat de pornire și rezistență de sarcină; *b* — contactor pentru înfășurarea statorică; *c* — reostatul de cîmp (reglaj grosier și fin); *d* — contactor pentru înfășurarea rotorică; *e* — contactor pentru comutarea funcționării regim motor — regim frînă; *f* — înfășurarea statorică (bobina de cîmp).

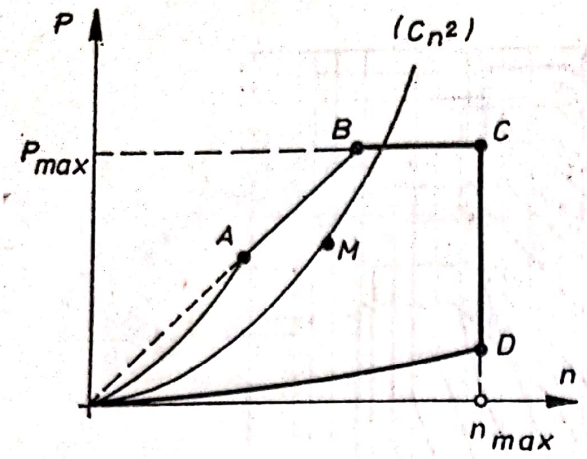


Fig. 8.23

pierderilor prin frecare, consumată de maşina de forţă pentru funcţionare la o turaţie dată.

După pornirea maşinii de forţă, maşina electrică poate fi comutată pentru funcţionarea în regim de frînă. În acest scop contactorul *d* este decuplat şi reostatul de pornire devine rezistenţa de sarcină pe care debitează generatorul electric, după cuplarea contactorului *e*. Puterea frînată, care se transformă în putere electrică, este disipată sub formă de căldură în rezistenţa de sarcină (*a*). Puterea frînată poate fi mărită prin creşterea intensităţii cîmpului electromagnetic dezvoltat în înfăşurarea statorică (micşorarea rezistenţei reostatelor *c*) şi , în continuare, prin micşorarea valorii rezistenţei de sarcină (creşterea curentului prin înfăşurarea rotorică).

Caracteristica frînei electrice de curent continuu este, ca şi în cazul frînei cu curenţi turbionari, tot o parabolă pătratică. Domeniul de funcţionare al unei asemenea frîne este indicat în figufa 8.23. Curbele care limitează domeniul de funcţionare au aceeaşi semnificaţie ca în cazul frînei hidraulice.

Frînele hidraulice şi cele de curenţi turbionari se utilizează, cu precădere, în cazul bancurilor de încercare şi rodaj a maşinilor de forţă, în timp ce frînele electrice de curent continuu se utilizează, de regulă, în cazul lucrărilor mai pretenţioase de cercetare ştiinţifică şi ori de cîte ori se doreşte realizarea unor încercări automatizate, cu comandă program.

8.3. MĂSURAREA DIRECTĂ A PUTERII TRANSMISE PRIN ARBORI ÎN MIŞCARE DE ROTAŢIE

Aşa cum s-a arătat în introducere, puterea transmisă printr-un arbore în mişcare de rotaţie este proporţională cu produsul dintre momentul de răsucire transmis şi turaţie, relaţia (8.1). În figura 8.24 este reprezentată o instalaţie de măsurare directă a puterii, în care turaţia este măsurată cu un tahometru de curent alternativ (§ 5.2.2), care serveşte drept sursă de alimentare a punţii cu mărci tensometrice, folosită drept traductor torsiometric. Scara aparatului de măsurare este gradată direct în unităţi de putere.

O altă posibilitate de măsurare directă a puterii este reprezentată de aranjamentul din figura 8.25. Două generatoare multipolare, de curent alternativ monofazat, sînt montate pe arborele solicitat şi interconectate, astfel încît, t.e.m. produsă să fie în opoziţie de fază, atîta timp cît momentul de torsiune transmis este nul. Pe măsură ce arborele începe să fie solicitat la răsucire, poziţiile unghiulare relative, ale rotorilor celor două generatoare, se modifică cu unghiul φ schimbînd defazajul dintre t.e.m. şi producînd, la ieşirea din circuit o tensiune proporţională cu produsul dintre turaţie şi defazaj, deci proporţională cu puterea transmisă:

$$u_0 = Kn \sin \frac{\varphi}{2} \approx Kn\varphi/2 = K'\omega M_t. \qquad (8.9)$$

Scanned with OKEN Scanner

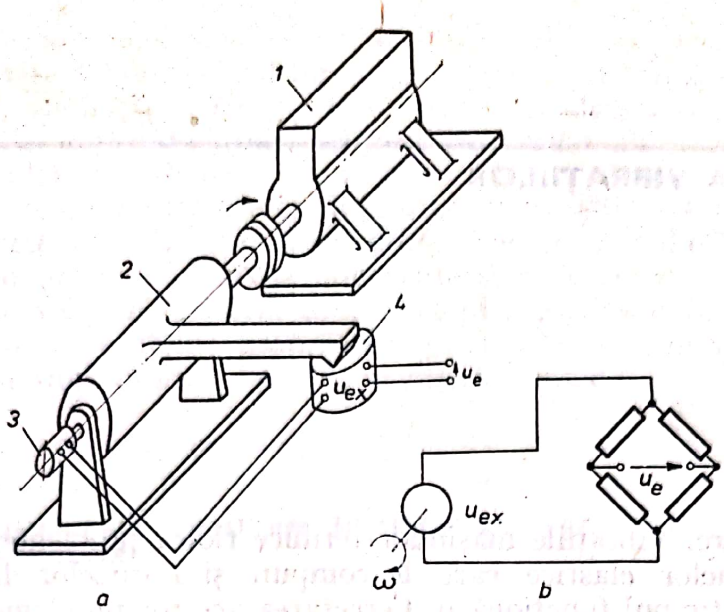


Fig. 8.24.

a — schema instalației de măsurare; *b* — schema de principiu a traductorului; *1* — motor; *2* — frînă; *3* — tahometru de curent alternativ; *4* — dispozitiv de măsurare a forței cu mărci tensometrice.

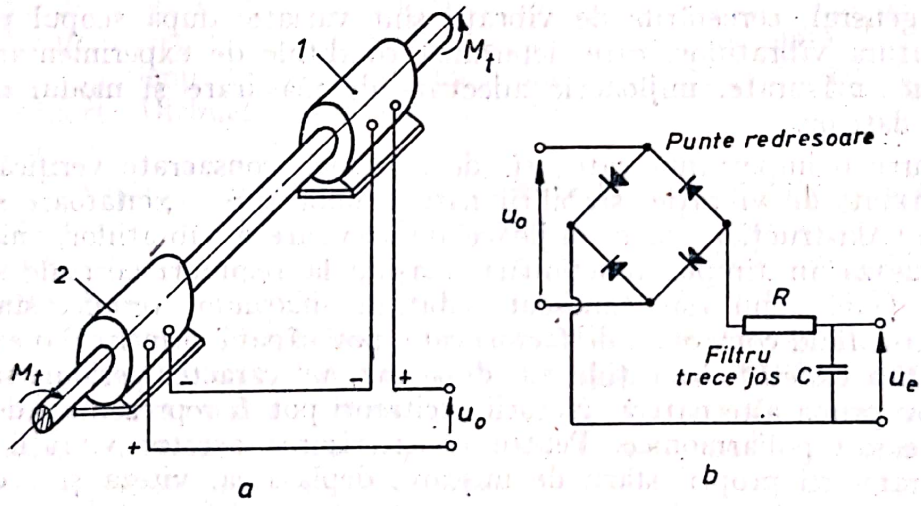


Fig. 8.25

a — schema de principiu a traductorului; *b* — prelucrarea semnalului obținut de la traductor. *1* — alternator nr. 1; *2* — alternator nr. 2.

BIBLIOGRAFIE

1. Beckwith, T. G. și Buck N. L. *Mechanical Measurements* (cap. 10 + 11). Addison-Wesley, 1965.
2. Climov, V. *Încercarea motoarelor diesel de tracțiune feroviară* (cap. 3+4). Edit. transporturilor și telecomunicațiilor, București, 1962.
3. Doeblin, E. O. *Measurement Systems: Application and Design* (cap. 5 + 11). Mc Graw-Hill, 1966.
4. Obert, E.F. *Internal Combustion Engines* (cap. 2). Int. Textbook Comp. 1968.
5. Stratulat, M. și Munteanu, S.D. *Încercarea motoarelor cu ardere internă* (cap. 2). Edit. tehnică, București 1966.
6. * * * Cataloage și prospecte de la Firmele IEMI, Philips, Hottinger-Baldwin Messtechnik, Schenck.

Scanned with OKEN Scanner

9

MĂSURAREA VIBRAȚIILOR

Introducere. Vibrațiile mașinilor termice ridică probleme complexe, prin natura sistemelor elastice care le compun și a surselor de excitație care acționează în timpul funcționării. Cercetarea acestor probleme numai pe cale teoretică nu este în prezent posibilă. De aceea, în activitatea de proiectare și dezvoltare a mașinilor termice ca și în exploatare, măsurarea vibrațiilor constituie un mijloc obișnuit de studiu.

În general, cercetările de vibrații sînt variate, după scopul propus și după natura vibrațiilor, care determină condițiile de experimentare, mărimile fizice măsurate, mijloacele adecvate de măsurare și modul de prelucrare a datelor.

Pentru o importantă categorie de cercetări, consacrate verificării nivelelor maxime de vibrație, stabilirii naturii unor surse excitatoare sau definitivării construcției unor mijloace de atenuare a vibrațiilor, măsurările se efectuează în timpul funcționării mașinii la regimuri normale sau accidentale. După cum este cunoscut, vibrațiile mașinilor termice sînt de tip *determinist*, fiind controlate de factori care pot căpăta principial o exprimare matematică exactă*. Vibrațiile au, după caz, un caracter periodic sau neperiodic; în prima alternativă, factorii excitatori pot fi reprezentați de funcții armonice sau poliarmonice. Pentru caracterizarea acestor vibrații se definesc parametrii proprii stării de mișcare, deplasarea, viteza și accelerația, sau/și parametrii caracteristici stării de tensiune, deformațiile și eforturile dinamice. Dacă regimul vibrațiilor este armonic, se măsoară amplitudinea, faza și frecvența, pentru oricare din parametrii caracteristici ai stării de mișcare; în funcție de necesitățile studiului, se pot deduce și ceilalți parametri, prin derivare sau integrare. În cazul vibrațiilor periodice complexe (poliarmonice), se procedează în mod obișnuit la analiza spectrală a mărimilor măsurate, definindu-se amplitudinea relativă și frecvența armonicilor componente.

Există o altă categorie de cercetări, îndreptate spre stabilirea proprietăților dinamice specifice unor structuri sau organe (forma modurilor de vibrație, frecvențele proprii, constantele elastice, coeficienții de amortizare

---

* În cazul invers, cînd factorii exteriori determinanți au o acțiune imprevizibilă, fiind exprimabili numai sub formă probabilistică, vibrațiile sînt de tip *aleator*. Un exemplu tipic pentru această categorie reprezintă vibrațiile autovehiculelor, excitate de denivelările întîmplătoare ale drumului.

Scanned with OKEN Scanner

etc.) și care se realizează prin excitarea artificială a vibrațiilor cu mașini, standuri sau mese vibratoare. Regimul de vibrații este în acest caz cunoscut și reglabil, excitația fiind de tipul forță sau deplasare armonică, ori impuls. Mărimile măsurate, caracterizînd răspunsul sistemului elastic la excitația introdusă de vibrator, nu se modifică față de prima categorie de cercetări. O deosebire există totuși, din punctul de vedere al valorilor măsurate: pentru cercetările din prima categorie interesează valorile absolute ale parametrilor, în timp ce pentru a doua categorie de cercetări este suficient să se determine valorile relative. Spre exemplu, pentru definirea modurilor de vibrație și a frecvențelor proprii ale unui arbore, este necesar să se cunoască numai amplitudinile relative în diferite puncte.

9.1. COMPONENTELE ECHIPAMENTULUI DE CERCETARE A VIBRAȚIILOR

9.1.1. APARATE DE MĂSURARE

În cercetările de vibrație se folosesc aparate de măsurare de două categorii: *aparate cu punct fix*, care definesc mișcarea corpului față de un reper fix, și *aparate seismice*, care cuprind un sistem oscilant cu masă, arc și amortizor, legat de elementul cercetat, măsurîndu-se mișcarea relativă a masei față de suport. Ultimele sînt cele mai utilizate.

9.1.1.1. **Captoare de vibrații. Analiza aparatelor seismice.** Un aparat seismic de măsurare a vibrațiilor este prevăzut întotdeauna cu un captor care realizează sistemul mecanic de ordinul al doilea schematizat în figura 9.1, cu masa m, suspendată în carcasa (suportul) c printr-un element elastic cu constanta k și un element amortizor cu constanta a. Carcasa captorului este atașată rigid corpului studiat, mișcarea acestuia reprezentînd semnalul de intrare în sistemul oscilant. Semnalul de ieșire din sistem este determinat de mișcarea relativă a masei m față de carcasă și se măsoară cu un traductor de deplasare sau de viteză.

Se presupune că vibrația corpului este armonică, deplasarea față de un reper fix în spațiu fiind

$$x_i = X_i e^{j\omega_f t} . \qquad (9.1)$$

Masa m are deplasarea relativă x_e față de carcasă, astfel că forța din arc este kx_e iar forța aplicată de amortizor, $a(\mathrm{d}x_e/\mathrm{d}t)$. Față de un reper fix, masa are deplasarea $x_i + x_e$ și respectiv accelerația $\mathrm{d}^2(x_i + x_e)/\mathrm{d}t^2$. Rezultă ecuația de mișcare a masei m,

$$m \frac{\mathrm{d}^2(x_i + x_e)}{\mathrm{d}t^2} + a \frac{\mathrm{d}x_e}{\mathrm{d}t} + kx_e = 0 \qquad (9.2)$$

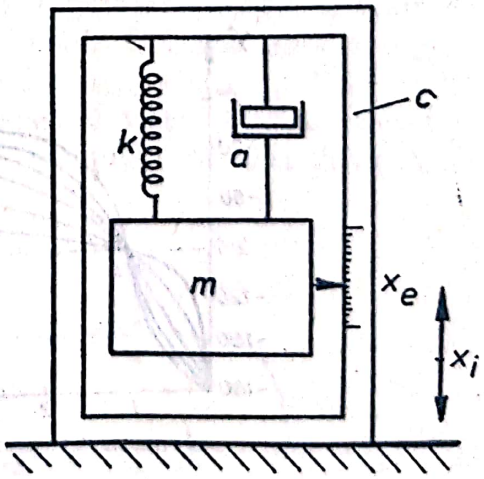


Fig. 9.1

sau, cu notaţiile (2.29),

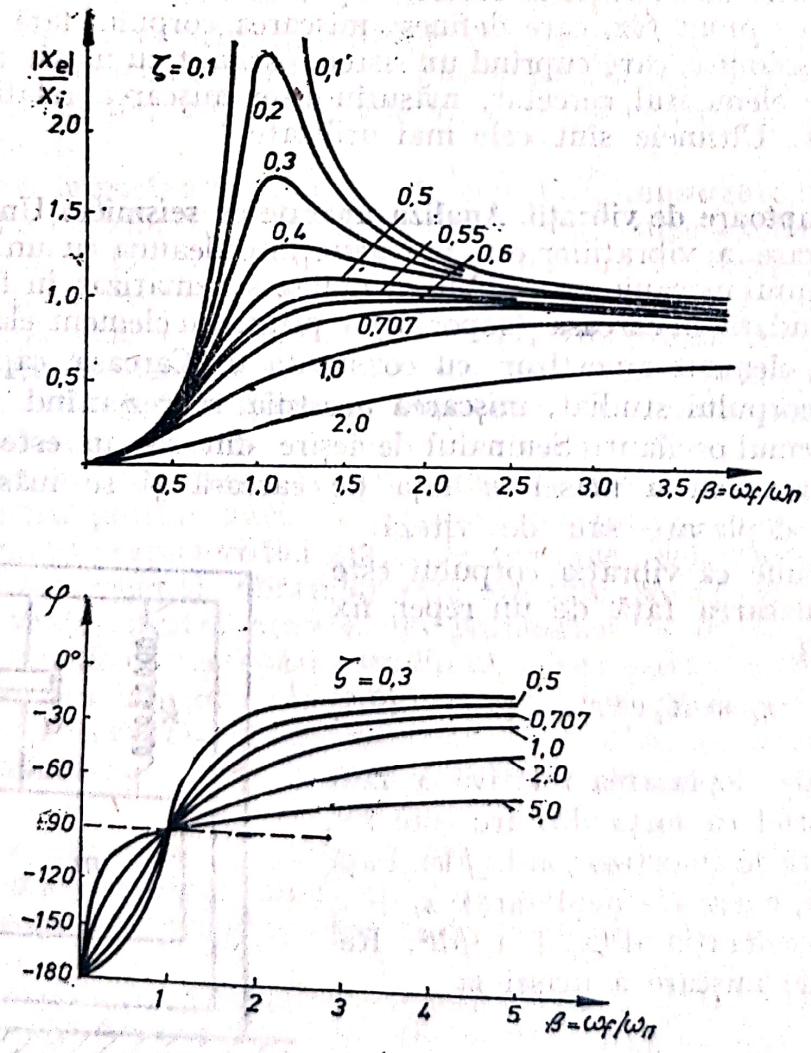
$$\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2x_e}{dt^2}+\frac{2\zeta}{\omega_n}\frac{dx_e}{dt}+x_e=-\frac{1}{\omega_n^2}\frac{d^2x_i}{dt^2}. \tag{9.3}$$

Semnalul de răspuns în regim staţionar este de forma $x_e = X_e e^{j\omega_f t}$; prin rezolvarea ecuaţiei (9.3), se obţine amplitudinea complexă a semnalului de ieşire,

$$X_e = X_i \frac{\beta^2}{\sqrt{(1-\beta^2)^2+(2\zeta\beta)^2}}\, e^{j\varphi}, \tag{9.4}$$

şi faza $\varphi = \text{arc tg}\,(-2\zeta\beta)/(1-\beta^2)$, unde $\beta = \omega_f/\omega_n$.

În figura 9.2 sînt reprezentate modulul amplitudinii relative a semnalului de ieşire $|X_e|/X_i$ şi faza φ, în funcţie de raportul pulsaţiilor β, la mai multe valori ale raportului de amortizare ζ. La valori ridicate ale pulsaţiei excitaţiei ($\beta \gg 1$), se observă că raportul $|X_e|/X_i$ tinde spre valoarea 1, iar faza devine aproape constantă. Prin urmare, se poate defini un domeniu de frecvenţe, în care deplasarea relativă a masei faţă de suport este practic egală cu deplasarea suportului, semnalul transmis de captor fiind astfel proporţional cu deplasarea măsurată x_i. Aparatul pentru măsurarea deplasării,



b

Fig. 9.2

Scanned with OKEN Scanner

construit pe acest principiu, se numește *vibrometru seismic*. Domeniul util de frecvențe al aparatului este determinat de condiția ca raportul amplitudinilor și faza să se mențină cvasiinvariabile cu raportul frecvențelor β, cu abateri între anumite limite impuse. În acest fel, la măsurarea vibrațiilor periodice, se asigură respectarea raportului dintre amplitudinile și fazele armonicilor componente (evitîndu-se distorsiunile de amplitudine și fază). Domeniul util de frecvențe este limitat numai spre frecvențele joase. Dacă se admite o abatere a raportului amplitudinilor ieșire/intrare de $\pm 1\%$, domeniul util de frecvențe se extinde pînă la $\omega_{f\,min} \approx 2{,}3\ \omega_n$, pentru $\zeta = 0{,}7$ (fig. 9.3), iar la o abatere de $\pm 5\%$, $\omega_{f\,min} \approx 1{,}2\ \omega_n$. Diferența de fază φ are valori apropiate pentru raporturi de amortizare $\zeta = 0{,}6 \ldots 0{,}7$. La valori $\omega_f/\omega_n < 5$, defazajul variază puternic cu β, rezultînd distorsiuni importante de fază. În consecință, limita inferioară a domeniului frecvențelor de lucru ale unui vibrometru este determinată de distorsiunea admisă de fază.

Dacă în locul traductorului de deplasare se prevede un traductor al cărui răspuns este proporțional cu viteza relativă dintre masă și carcasă, aparatul descris măsoară viteza de deplasare a corpului. Prin construcție acest aparat, numit *velocimetru*, măsoară viteza absolută a corpurilor. Captoarele de viteză sînt caracterizate în general printr-o frecvență proprie joasă, domeniul util de frecvențe plasîndu-se deasupra frecvenței proprii. Desigur că pentru măsurarea vitezei se poate utiliza și un vibrometru, prevăzut cu un circuit de diferențiere a semnalului de ieșire.

La valori mici ale pulsației excitației, $\omega_f \ll \omega_n$, relația (9.4) devine $|X_e|/X_i \approx \beta^2$, de unde

$$|X_e| \approx \frac{1}{\omega_n^2}(\omega_f^2 X_i), \tag{9.5}$$

expresia din paranteză reprezentînd amplitudinea accelerației absolute a corpului. În consecință, dacă pulsația proprie este mare față de pulsația excitației, aparatul funcționează ca un *accelerometru seismic*, semnalul de ieșire al unui traductor de deplasare fiind proporțional cu accelerația corpului studiat. La o abatere maximă admisă a raportului amplitudinilor de $\pm 1\%$, un accelerometru cu amortizarea $\zeta = 0{,}7$ poate fi folosit pînă la $\omega_{f\,max} \approx 0{,}4\ \omega_n$ (fig. 9.4) iar la o abatere de $\pm 5\%$, $\omega_{f\,max} \approx 0{,}58\ \omega_n$. Un raport de amortizare $\zeta = 0{,}7$ este favorabil și sub aspectul fazei. Curba corespunzătoare de variație în funcție de β este foarte apropiată de linia dreaptă de

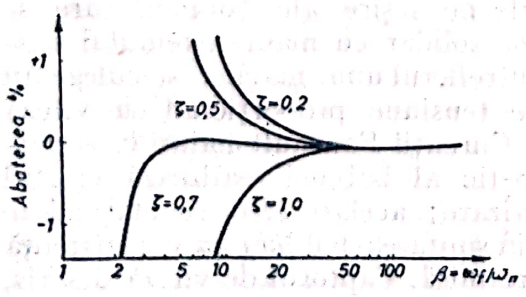


Fig. 9.3

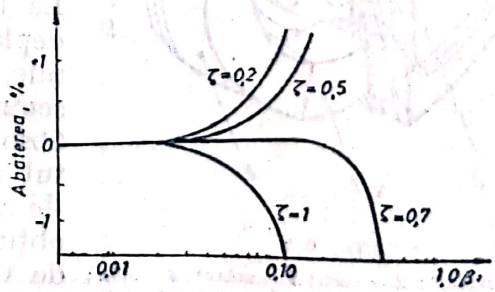


Fig. 9.4.

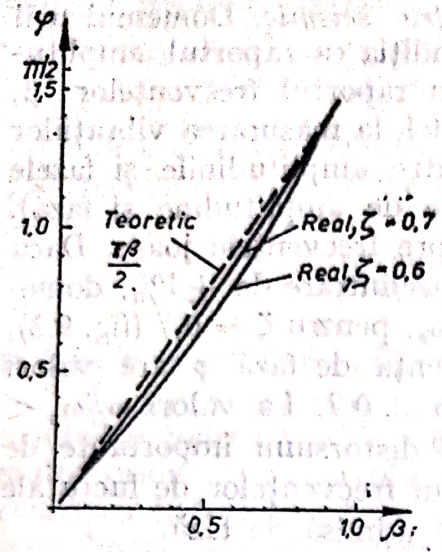


Fig. 9.5

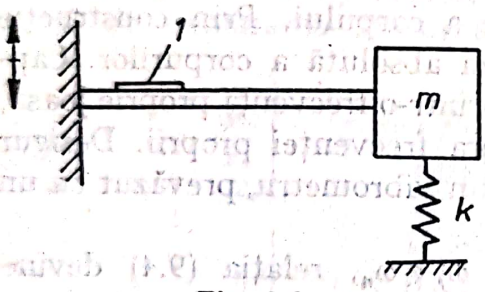


Fig. 9.6

1 — traductor tensometric rezistiv.

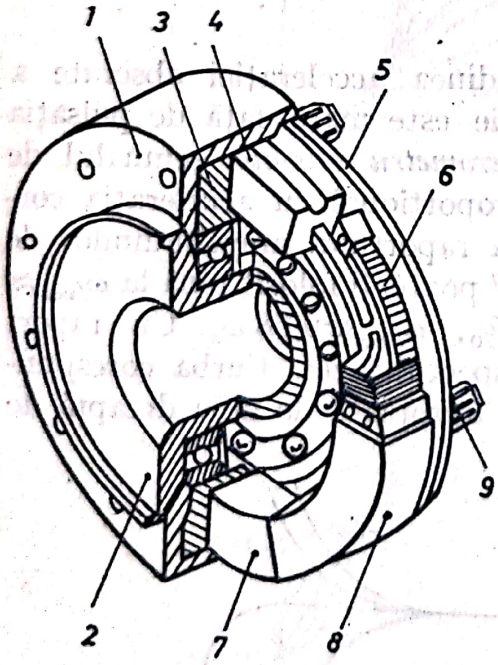


Fig. 9.7

1 — carcasă; *2* — corp; *3* — volant; *4* — miez; *5* — capac; *6* — bobină; *7* — contragreutate; *8* — element elastic; *9* — bornă.

ecuație $\varphi = \frac{\pi}{2}\beta$ (fig. 9.5), astfel că diferența de fază, în timp, devine aproape egală pentru toate armonicile (v. §. 2.2.3).

Construcția captoarelor de deplasare și viteză. Captoarele de tip seismic realizează schema dinamică din figura 9.1 în diferite variante constructive, deosebite prin elementul elastic utilizat, sistemul de amortizare și tipul de traductor, de deplasare sau viteză.

Pentru captoarele de deplasare, se folosesc în special traductoare tensometrice rezistive, inductive sau capacitive. În figura 9.6 se prezintă principiul constructiv al unui captor din prima categorie. Traductorul tensometric rezistiv este lipit pe o lamă elastică care se deformează odată cu masa *m*. Ansamblul funcționează în ulei siliconic, care realizează o amortizare vîscoasă controlată.

Traductorul capacitiv de deplasare realizează în general variația capacității unui condensator cu plăci plane prin variația distanței dintre electrozi (v. § 5.1.3).

Captoarele destinate cercetării vibrațiilor de răsucire ale arborelui (torsiometre) măsoară deplasări unghiulare. În figura 9.7 se prezintă un captor cu traductor de tip inductiv, cu două bobine legate în semipunte. Inductanța bobinelor se modifică prin deplasarea unor miezuri magnetice solidare cu volantul. Legătura dintre carcasa solidară cu arborele cercetat și volant, se realizează prin segmenți de cauciuc, care îndeplinesc funcțiunile de elemente elastice și amortizoare (raport de amortizare circa 0,1).

Captoarele de viteză sînt prevăzute cu traductoare de viteză de tip electrodinamic. În varianta din figura 9.8, bobina este înfășurată pe un suport din material magnetic. La bornele de ieșire ale bobinei, care se deplasează solidar cu masa sistemului seismic, în întrefierul unui magnet, se culege un semnal de tensiune proporțional cu viteza absolută. Curenții Foucault induși în suportul magnetic al bobinei realizează efectul de amortizare; același efect se mai poate obține prin șuntarea bobinei cu o rezistență de valoare mică. Captorul de viteză descris, de tip seismic, devine un captor cu punct fix

Scanned with OKEN Scanner

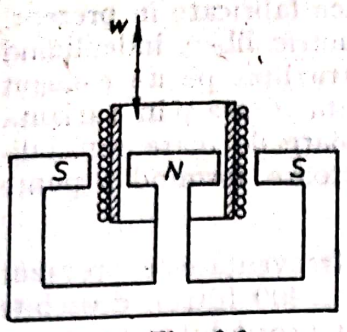


Fig. 9.8

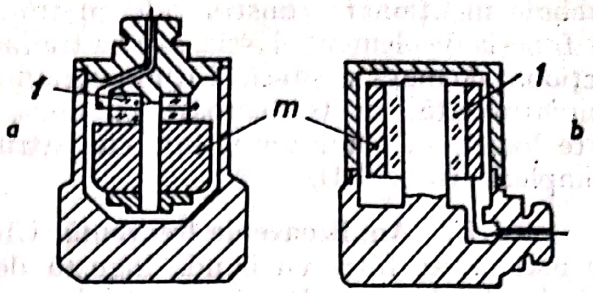


Fig. 9.9

1 — traductor piezo-electric.

prin legarea mecanică a bobinei cu elementul care vibrează, și eliminarea efectului de amortizare prin înfășurarea bobinei pe un suport din material nemagnetic.

Construcția captoarelor de accelerație. Captoarele cu cea mai largă utilizare în cercetările de vibrații și șocuri sînt construite ca accelerometre, datorită unor avantaje specifice: domeniul util de frecvențe se întinde practic de la zero pînă la o limită relativ ridicată, și totodată se poate determina viteza și deplasarea prin integrare, operație întotdeauna preferabilă față de diferențiere.

Captoarele de accelerație se construiesc în special ca aparate seismice, cu traductor de tip piezoelectric. În figura 9.9 se arată două construcții tipice de accelerometre, cu elementul seismic solicitat la compresiune (a) și respectiv la forfecare (b). Construcția este simplă și robustă, elementul piezoelectric jucînd și rolurile de element elastic și amortizor (grație proprietății de histerezis caracteristice materialului). Rigiditatea mare a elementului piezoelectric asigură de asemenea o frecvență proprie înaltă. De aceea, cu toate că raportul de armotizare este redus (de ordinul $\zeta = 0{,}01$), se poate obține un domeniu larg de frecvențe utile (tab. 9.1).

Tabelul 9.1

Caracteristicile captoarelor și traductoarelor pentru măsurarea accelerației

Tipul traductorului	Domeniul de funcționare, g	Sensibilitatea	Frecvența proprie [kHz]	Banda de frecvență 10%, [kHz]	Rezoluția, g	Sensibilitatea la accelerația transversală, [%]	Timpul de creștere, [μs]	Domeniul temperaturilor de utilizare, [°C]
Piezoelectric	± 100	$100\ \frac{pC}{g}$	2	$3 \cdot 10^{-4} \ldots 1$	$3 \cdot 10^{-4}$	3	200	$-150 \ldots +240$
	$\pm 5\,000$	$5\ \frac{pC}{g}$	30	$1 \cdot 10^{-3} \ldots 9$	$6 \cdot 10^{-3}$	3	20	$-150 \ldots +240$
	$(-20 \ldots +50) \cdot 10^3$	$0{,}5\ \frac{pC}{g}$	40	$1 \cdot 10^{-3} \ldots 12$	$6 \cdot 10^{-2}$	5	10	$-150 \ldots +240$
Tensometric rezistiv (cu semiconductori)	± 150	$1{,}8\ \frac{mV^*}{g}$	1,5	—	—	3	—	$-40 \ldots +125$
	$\pm 1\,000$	$0{,}3\ \frac{mV^*}{g}$	4	—	—	3	—	$-40 \ldots +125$

Obs. * Alimentat la 15 V, c.c. sau c.a.

Scanned with OKEN Scanner

Dintre celelalte categorii de accelerometre seismice fabricate în prezent, trebuie menţionate construcţiile cu traductor tensometric liber, îndeplinind şi funcţia de element elastic, sau cu traductor tensometric lipit pe un element acţionat de masa seismică. Ultima variantă este executată adesea şi în variantă miniaturizată, cu traductoare cu două semiconductoare de mare sensibilitate legate în semipunte, sau cu patru semiconductoare formînd o punte completă (tab. 9.1).

9.1.1.2. **Analizoare de frecvenţă.** Un analizor de frecvenţă este prevăzut cu mai multe filtre cu bandă îngustă de trecere (30 ... 400 filtre), deosebite prin frecvenţa centrală, sau eventual cu un singur filtru, acordabil pe frecvenţa măsurată. Lăţimile benzii de trecere* sînt constante pe scara logaritmică a frecvenţelor, sau constante pe scara liniară; în prima categorie, cele mai folosite au lăţimile de o octavă, sau 1/3 de octavă. Benzile de trecere ale filtrelor sînt înlănţuite, limita superioară a unei benzi fiind egală cu limita inferioară a benzii următoare. Precizia analizei depinde desigur de lăţimea benzilor de trecere. Analizoarele cu număr mare de filtre, de tipul cu bandă constantă pe scara liniară a frecvenţelor, sînt astfel preferabile în cercetările de vibraţii în care se cere o rezoluţie fină.

Rezultatul analizei în frecvenţă, în cazul vibraţiilor de tip determinist, este exprimat în funcţie de valoarea reală de vîrf a semnalului, de valoarea medie absolută, definită prin relaţia

$$|\bar{x}| = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} |x(t)|,\, \mathrm{d}t,$$

sau de valoarea medie pătratică

$$\bar{x}^2 = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} x^2\, \mathrm{d}t.$$

Analizoarele se mai deosebesc după modul de efectuare a analizei în frecvenţă. Cele mai simple, numite „în serie", efectuează analiza spectrală prin comutarea succesivă a benzilor de frecvenţă. Întregul spectru se constituie prin înregistrarea rezultatelor obţinute separat, în fiecare bandă. Baleierea întregului spectru se execută manual sau mecanic, de la un sistem exterior de acţionare. Ultimele realizări în domeniu sînt „analizoarele instantanee", sau „în timp real", caracterizate prin baleierea automată a unui domeniu larg de frecvenţe (de ex. 0 ... 20 kHz), cu afişarea pe un ecran şi eventual şi memorizarea rezultatului complet al analizei. Durata analizei este în unele cazuri de cîteva sute de ori mai mică faţă de un analizor în serie. Rezultatele analizei se reînnoiesc după 20 ... 45 ms. Avantajele de precizie sînt evidente la cercetarea vibraţiilor în regim tranzitoriu, cu variaţie rapidă în timp.

9.1.2. GENERATOARE DE VIBRAŢII

În cercetările asupra comportării la vibraţii a sistemelor elastice şi a proprietăţilor lor dinamice se folosesc metode variate de excitare artificială a mişcării de vibraţie.

Anumite caracteristici, cum sînt frecvenţele proprii, se pot determina într-o *vibraţie liberă*, care poate fi provocată printr-un şoc aplicat sistemului

* Banda de trecere este definită prin frecvenţele limită superioară şi inferioară la care semnalul de ieşire se reduce cu peste 3 dB faţă de valoarea medie din bandă.

Scanned with OKEN Scanner

oscilant, în diferite forme: 1) prin deplasarea sistemului din poziţia de echilibru cu o forţă aplicată printr-un fir care se taie brusc; 2) prin lovirea sistemului cu o masă lăsată să cadă etc. Modurile specifice de vibraţie, ca şi frecvenţele proprii ale unui sistem elastic se mai pot determina în condiţiile unor *vibraţii autoexcitate*. La o paletă de turbină, vibraţiile autoexcitate pot fi produse cu un arcuş tras pe muchia paletei.

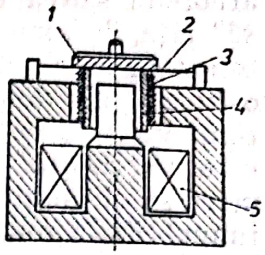


Fig. 9.10
1 — masa vibratorului; *2* — element elastic; *3* — bobină; *4* — cilindru (material antimagnetic); *5* — înfăşurare.

Numeroase cercetări, care vizează studiul comportării dinamice a sistemului elastic, ca şi studiul fiabilităţii sau al rezistenţei la oboseală, pretind însă *vibraţia întreţinută* a sistemului sau elementului elastic, cu posibilitatea de reglare a frecvenţei şi amplitudinii factorului excitator. În aceste situaţii se folosesc maşini, standuri şi mese vibratoare.

Există o mare varietate de maşini vibratoare folosite în prezent în tehnică, a căror construcţie se diferenţiază în primul rînd după principiul fizic de producere a mişcării periodice: 1) vibratoare mecanice, cu mecanism bielă-manivelă, cu excentric şi cu culisă, sau cu mase neechilibrate în rotaţie; 2) vibratoare electrice, cu acţionare electrodinamică, prin efect piezoelectric sau magnetostrictiv; 3) vibratoare hidraulice, prevăzute cu servomotor acţionat cu lichid la înaltă presiune.

În figura 9.10 se prezintă un vibrator electrodinamic. Bobina, înfăşurată pe un suport din material antimagnetic, este plasată în întrefierul electromagnetului. Prin alimentarea sa cu curent cu variaţie armonică în timp, de la un oscilator, bobina interacţionează cu cîmpul magnetic, rezultînd o forţă care se aplică mesei vibratoare. Vibratorul funcţionează într-un domeniu de frecvenţe în care realizează o acceleraţie de amplitudine cvasiconstantă.

9.2. PROBLEME DE CERCETARE A VIBRAŢIILOR LA MAŞINILE TERMICE

9.2.1. Vibraţiile arborelui cotit

Problema ruperii arborelui motor al motoarelor cu piston, datorită vibraţiilor la rezonanţă, este cunoscută de la începutul secolului nostru. În general, aceste ruperi au fost atribuite vibraţiilor torsionale, produse de momentul motor care este periodic variabil. De aceea, în faza de proiectare a motorului se determină întotdeauna frecvenţele proprii ale arborelui şi eforturile unitare produse de vibraţiile forţate de răsucire. În cazul cînd se constată că vibraţiile torsionale sînt periculoase, se modifică dimensiunile arborelui, sau se prevede un amortizor de vibraţii.

Studiul frecvenţelor proprii se poate face suficient de exact pe cale teoretică. Calculul amplitudinilor forţate prezintă însă dificultăţi, în primul rînd din cauza necesităţii evaluării coeficientului de amortizare. Verificarea prin calcul a eforturilor unitare suplimentare la rezonanţă este de asemenea complicată. Problema poate fi rezolvată complet pe cale experimentală, prin măsurarea amplitudinilor vibraţiei şi a eforturilor unitare în secţiunile periculoase, la funcţionarea motorului pe caracteristica de turaţie la sarcina maximă. Măsurările se fac de obicei cu un torsiometru cuplat la o extremitate a

Scanned with OKEN Scanner

arborelui sau a transmisiei şi cu captoare tensometrice rezistive, fixate la 45° faţă de axul arborelui (după direcţiile principale), pe părţile arborelui solicitate la răsucire. Rezultatele sînt înregistrate fotografic fie direct, cu un oscilograf, fie de pe ecranul unui osciloscop. Simultan se înregistrează şi scara timpului, prin impulsuri de timp cu frecvenţă cunoscută, precum şi semnalele care marchează trecerea arborelui prin punctul mort; semnalele de punct mort se obţin cu un traductor inductiv sau fotoelectric. Desfăşurata scării timpului şi a marcajelor de punct mort permite determinarea precisă a regimului de viteză al motorului şi frecvenţa vibraţiei; pe desfăşurata semnalului de vibraţie se măsoară, între două vîrfuri succesive, dublul amplitudinii vibraţiei. Rezultatele prelucrării înregistrărilor obţinute la turaţii modificate progresiv, pe întregul domeniu al turaţiilor de funcţionare, evidenţiază regimurile de deformaţie maximă corespunzătoare rezonanţelor. Semnalul de amplitudine obţinut pe caracteristica de turaţie poate fi trecut de asemenea printr-un analizor în frecvenţă, reglat la frecvenţele centrale corespunzătoare turaţiei motorului şi ordinelor de interes (multiplii turaţiei reprezentînd seria numerelor întregi şi a jumătăţilor lor). Rezultatele analizei pot fi reprezentate apoi într-o diagramă amplitudine-turaţie, sub forma curbelor care reunesc punctele de armonică egală. Pe baza acestei diagrame se definesc regimurile de rezonanţă, frecvenţele proprii şi modurile de vibraţie. Efectuarea prealabilă a calculului regimurilor de rezonanţă este avantajoasă întrucît indică, odată cu valoarea aproximativă a frecvenţelor proprii şi modurile de vibraţie, şi ca atare posibilităţile de măsurare a amplitudinii într-un anumit loc de plasare a captorului de vibraţie. Diagrama din figura 9.11 prezintă rezultatul analizei în frecvenţă, obţinută la motorul diesel de fabricaţie românească MB 820, cuplat prin transmisie hidraulică la utilizare, prin care se evidenţiază regimurile de rezonanţă corespunzătoare primelor trei moduri de vibraţie torsională. Regimul de rezonanţă cu amplitudine maximă rezultă pentru

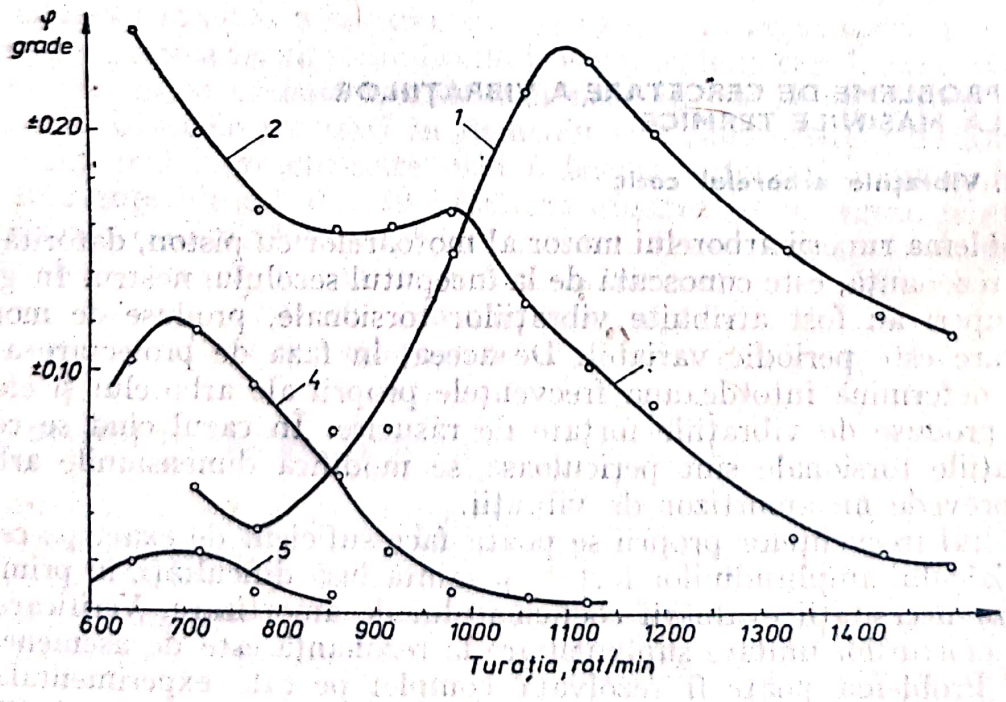


Fig 9.11

1 — ordinul armonicii 0,5 — vibraţie cu 1 nod; *2* — ordinul armonicii 1,0 — vibraţie cu 1 nod; *3* — ordinul armonicii 1,0 — vibraţie cu 2 noduri; *4* — ordinul armonicii 1,5 — vibraţie cu 2 noduri; *5* — ordinul armonicii 2,5 — vibraţie cu 3 noduri.

Scanned with OKEN Scanner

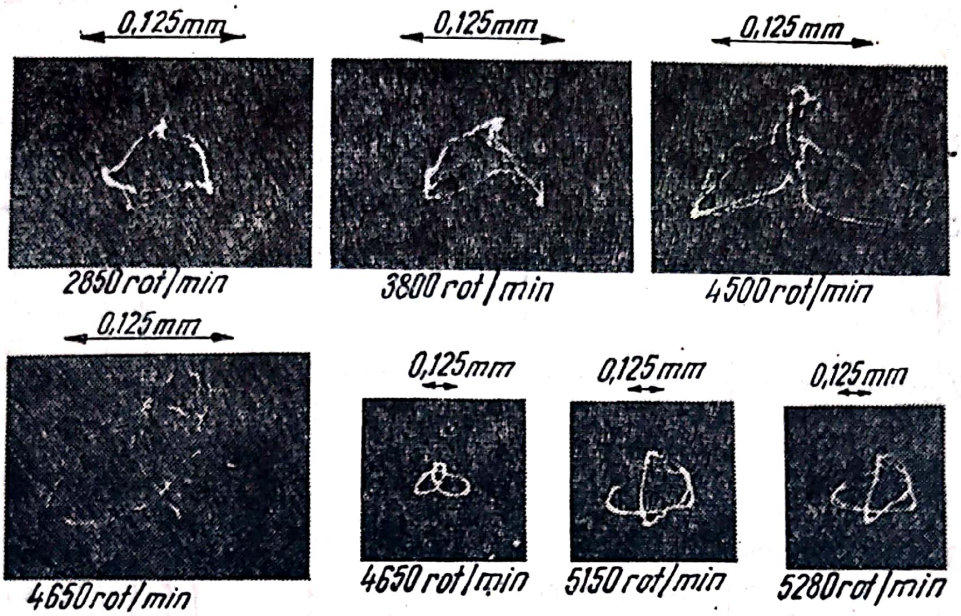


Fig. 9.12

vibrația cu un nod, la turația de circa 1090 rot/min (ceea ce corespunde unei frecvențe proprii de 545 osc/min). Rezultatele calculului frecvențelor proprii și ale amplitudinilor la rezonanță au fost în general apropiate de rezultatele măsurătorilor; abaterile maxime s-au înregistrat la calculul amplitudinii pentru modul de vibrație cu două noduri și au fost de ordinul a 20%.

Mișcările torsionale constituie în realitate numai o componentă a vibrațiilor care apar în funcționarea arborilor cotiți. Pentru evidențierea vibrațiilor de încovoiere și axiale, în lucrarea [6] s-au folosit captoare de deplasare cu traductoare capacitive, dispuse în planul volantului, după două direcții radiale perpendiculare, și după direcția axială, la extremitatea anterioară a arborelui. Semnalele transmise de cele două traductoare din planul volantului au fost aplicate plăcilor X și Y ale unui osciloscop, pentru reprezentarea deplasării absolute a centrului volantului. Înregistrările fotografice ale traiectoriilor obținute la diferite turații, se arată în figura 9.12. Această figură dovedește existența unei mișcări vibratorii de precesie a arborelui.

Analiza în frecvență a semnalelor transmise de traductoarele radiale și axiale, realizată cu un analizor cu bandă îngustă (fig. 9.13), au permis determinarea frecvențelor proprii radiale și axiale (fig. 9.14).

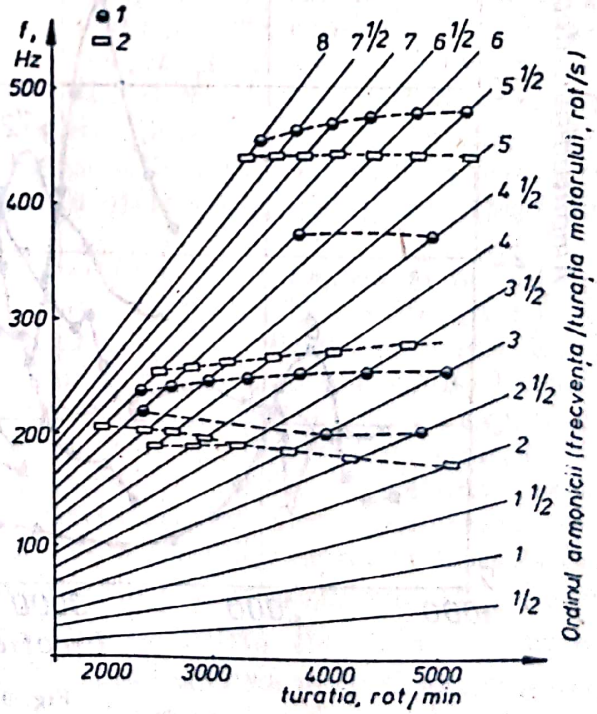


Fig. 9.14

1 — rezonanță axială capăt față; *2* — rezonanță radială la volant.

Scanned with OKEN Scanner

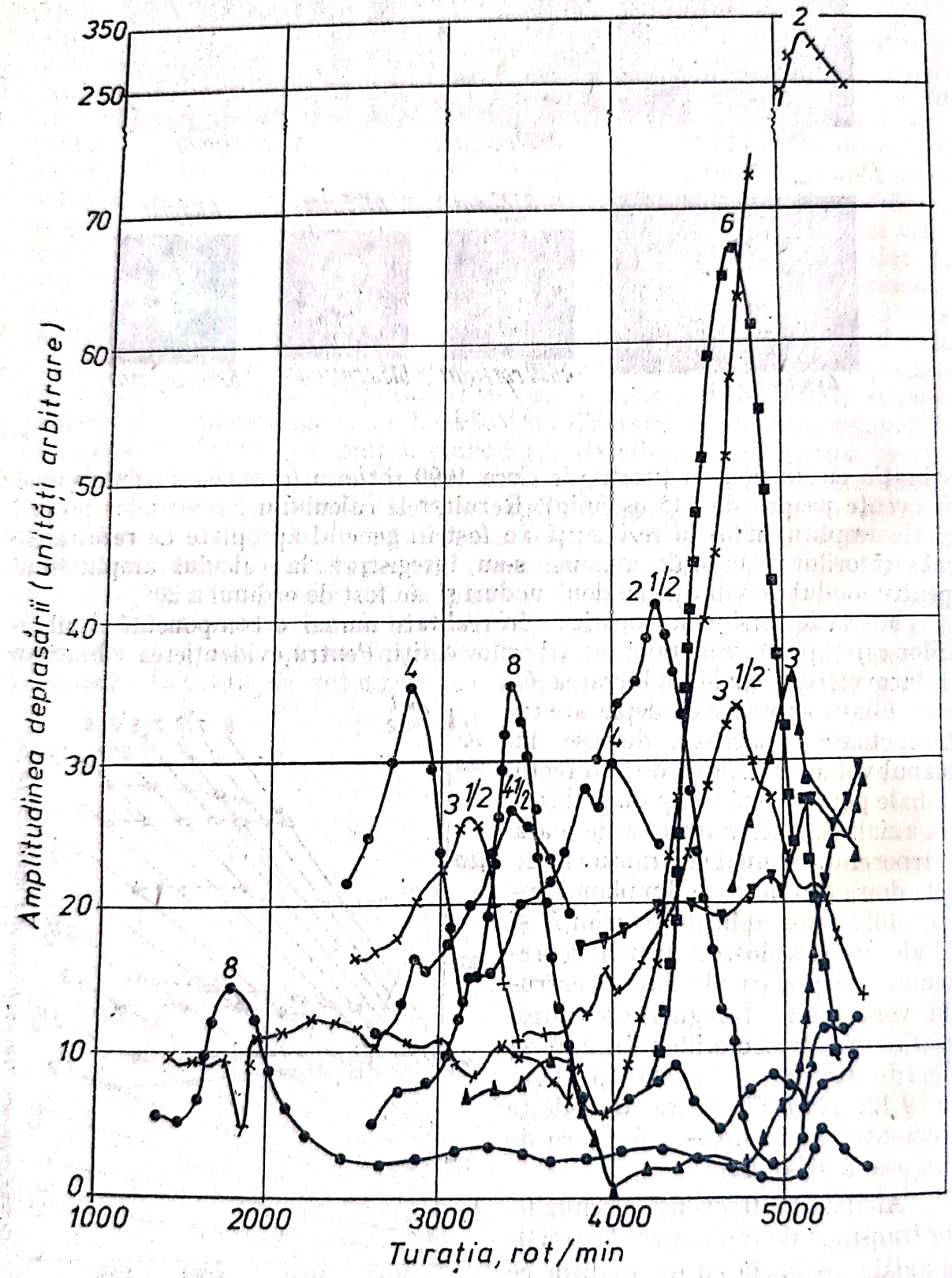


Fig. 9.13

Scanned with OKEN Scanner

9.2.2. Vibrațiile paletelor

În domeniul turbomașinilor, vibrațiile se cercetează în mai multe faze distincte: 1) în laborator și la standul de probe, unde se efectuează analiza vibrațiilor organelor mașinii în faza de proiectare sau de dezvoltare, și apoi a ansamblului mașinii, cuplate cu diferitele utilizări; 2) la standul de probe uzinal, analiza vibrațiilor fiind un mijloc de control al fabricației; 3) în exploatare și după revizii, pentru verificarea condiției mecanice normale de funcționare și prevenirea avariilor prin oboseală. Metodele de măsurare aplicate organelor sau ansamblului mașinii prezintă deosebiri, în raport cu aceste faze.

Cu excepția treptelor cu admisiune parțială, paletele turbomașinilor sînt concepute pentru funcționarea în afara rezonanței. În acest sens, în faza de proiectare a paletelor se determină modurile de vibrație și frecvențele proprii ale paletelor, adoptîndu-se eventual modificări constructive pentru ieșirea din rezonanță; în cazul pericolului funcționării în rezonanță, se determină și solicitările corespunzătoare. Frecvența proprie depinde printre alți factori, de rigiditatea încastrării și a legăturii prin bandaj sau sîrmă, care nu se pot trata cu precizie în calcul. Cercetarea experimentală este din această cauză indispensabilă.

Frecvența proprie statică a paletelor se poate determina foarte simplu prin înregistrarea pe ecranul unui osciloscop a oscilațiilor libere ale unui pachet de palete, amorsate prin lovirea cu un ciocan de cauciuc. Pentru măsurarea oscilațiilor se poate folosi un captor de deplasare sau accelerație.

Cercetarea completă a frecvențelor proprii se poate face însă cu un excitator de vibrații. Prin ridicarea caracteristicii variației amplitudinii vibrației (accelerație sau deplasare) raportată la forța excitatoare, determinate în funcție de frecvență, se evidențiază clar regimurile de rezonanță. Măsurarea forței excitatoare odată cu amplitudinea vibrației este considerată necesară pentru o determinare de precizie; din cauza influenței reciproce dintre paletă și excitator care există întotdeauna, simpla caracteristică amplitudine—frecvență prezintă vîrfuri la frecvențe care se abat pînă la 20% față de adevărata frecvență de rezonanță. Diagrama din figura 9.15 a fost determinată pentru o paletă de turbină cu gaze, cu un excitator electromagnetic și un captor de deplasare cu curenți turbionari [9].

La frecvențele de rezonanță, se determină experimental și modul de vibrație. Liniile nodale caracteristice fiecărei frecvențe de rezonanță pot fi determinate cu nisip sau cu praf de corund, care se adună pe aceste linii. Un procedeu modern de determinare a liniilor nodale și în general de trasare a liniilor de egală amplitudine rezultă prin aplicarea holografiei cu expunere continuă, în timpul deformației paletei care vibrează. Imaginea reconstituită a paletei, obținută prin iluminarea hologramei cu unda de referință, prezintă franje de interferență, care sînt interpretate ca locuri geometrice ale punctelor de egală amplitudine a vibrației. Pe porțiunile care nu se deplasează, apar zone luminoase. Vibrațiile pot fi studiate și prin varianta numită în timp real, suprapunînd frontul de undă transmis de paleta care vibrează peste frontul de undă rezultat prin iluminarea hologramei obținute anterior, în poziție imobilă a paletei. În figura 9.16 se arată schema modurilor de vibrație determinate prin acest procedeu, la două din frecvențele de rezonanță evidens

Scanned with OKEN Scanner

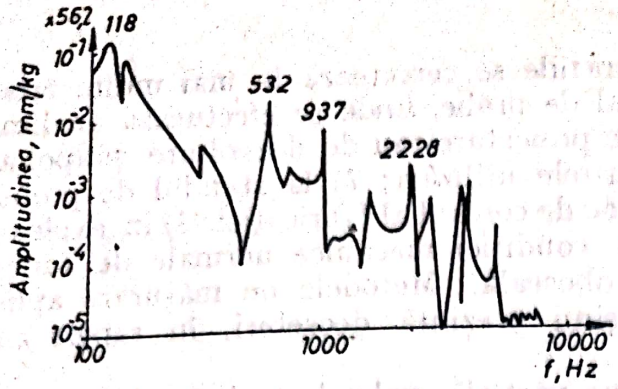


Fig. 9.15

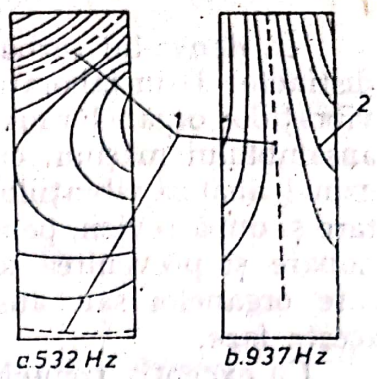


Fig. 9.16

1 — linii nodale; *2* — linie de egală amplitudine.

ţiate în caracteristica din figura 9.15. Imaginea obţinută la 532 Hz este ilustrativă pentru vibraţia de încovoiere a paletei, cu două linii nodale la cele două extremităţi. La 937 Hz imaginea indică vibraţia de răsucire a paletei, cu o linie nodală longitudinală trecînd aproximativ prin centru.

Datorită complexităţii influenţei turaţiei asupra frecvenţei paletelor, se impune în general determinarea experimentală a frecvenţelor dinamice. Discul cu palete trebuie montat pe un arbore antrenat cu un electromotor la diferite turaţii. Captorul de vibraţii trebuie să se rotească în fază cu paleta cercetată. La dispozitivul din figura 9.17, captorul este fixat pe un disc montat alături de discul cu palete. Paletele vibrează sub impulsul unui jet de aer dirijat de un ajutaj. În figura 9.18 se prezintă rezultatele determinării

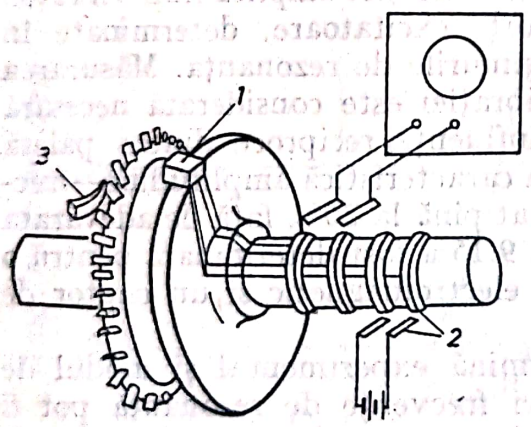


Fig. 9.17

1 — captor de vibraţii; *2* — contacte cu inele şi perii; *3* — ajutaj.

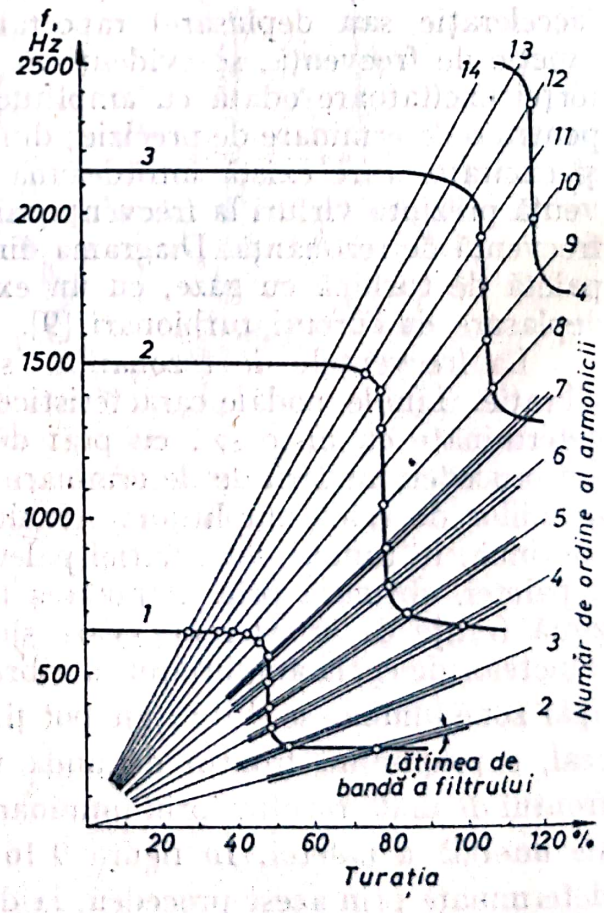


Fig. 9.18

Rezonanţele marcate prin cercuri; *1* — încovoiere (prima familie; *2* — răsucire (prima familie); *3* — încovoiere aterală (prima familie); *4* — încovoiere (a doua familie).

Scanned with OKEN Scanner

frecvenţelor proprii ale paletelor unei turbine cu gaze; se observă existenţa multor moduri de vibraţie, cu frecvenţe care nu pot fi prezise satisfăcător pe cale teoretică. Amplitudinile mari de vibraţie apar în general la frecvenţe care reprezintă multipli întregi ai frecvenţei de rotaţie a arborelui.

La maşinile de turaţie variabilă se verifică şi eforturile unitare în condiţii de rezonanţă. Măsurările se fac cu traductoare tensometrice rezistive, care se fixează în zonele cu solicitări maxime de pe liniile nodale, în special pe marginea de intrare a paletelor. Traductorul trebuie fixat cu cimenturi rezistente la temperatura de funcţionare (v. § 6.6).

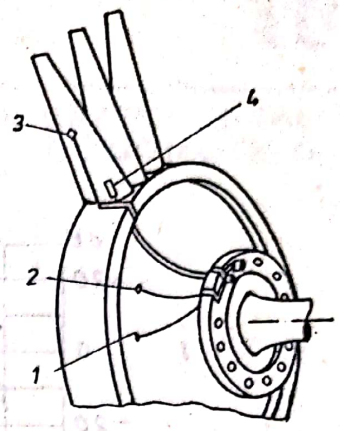


Fig. 9.19
1 — termocuplu; *2* — captor de vibraţii; *3* — captor de presiune; *4* — traductor tensometric rezistiv.

Măsurarea vibraţiei paletei în condiţii de exploatare este destinată prevenirii avariilor prin oboseală, care pot interveni datorită funcţionării în zona frecvenţelor de rezonanţă. Acest pericol apare din cauza modificării unor parametri de funcţionare sau a tendinţei de variaţie a frecvenţelor proprii, odată cu schimbarea treptată a secţiunii paletelor prin uzură şi coroziune.

În principiu, pentru detectarea prezenţei unor condiţii incipiente de anomalie înainte de a deveni un incident de funcţionare, maşina trebuie instrumentată cu un mare număr de senzori de vibraţie, eforturi unitare, temperatură, presiune etc. Datele obţinute de exemplu pe un rotor de turbină (fig. 9.19) se transmit telemetric sau prin inele şi perii, unui sistem multiplexor care selectează, după o succesiune simplă în timp sau după un program, parametrul care trebuie transmis mai departe; în continuare, datele transmise sînt prelucrate în diferite sisteme pentru definirea condiţiei de funcţionare a maşinii (v. şi § 18.3).

Limitările proprii fiecărui sistem de transmitere a datelor de la captoarele fixate pe paletă la instalaţia de prelucrare au stimulat în ultimii ani cercetarea posibilităţilor de detectare şi interpretare a semnalelor generate de palete sau alte organe în mişcare, care pot fi măsurate direct din exterior. Cele mai simple cercetări în această direcţie au urmărit să stabilească acţiunea vibraţiei unei palete asupra ansamblului unui rotor staţionar. S-a folosit un excitator electromagnetic pentru aplicarea unei forţe sinusoidale cunoscute asupra unei palete, a cărei acceleraţie s-a măsurat cu un accelerometru miniatural; un al doilea accelerometru, plasat succesiv pe fusurile rotorului, a permis urmărirea transmiterii vibraţiei. Aplicînd această metodă unei palete din treapta de joasă presiune a rotorului unei turbine cu abur, a rezultat o atenuare de circa 50 dB între vibraţia vîrfului paletei şi oricare dintre fusuri,

Scanned with OKEN Scanner

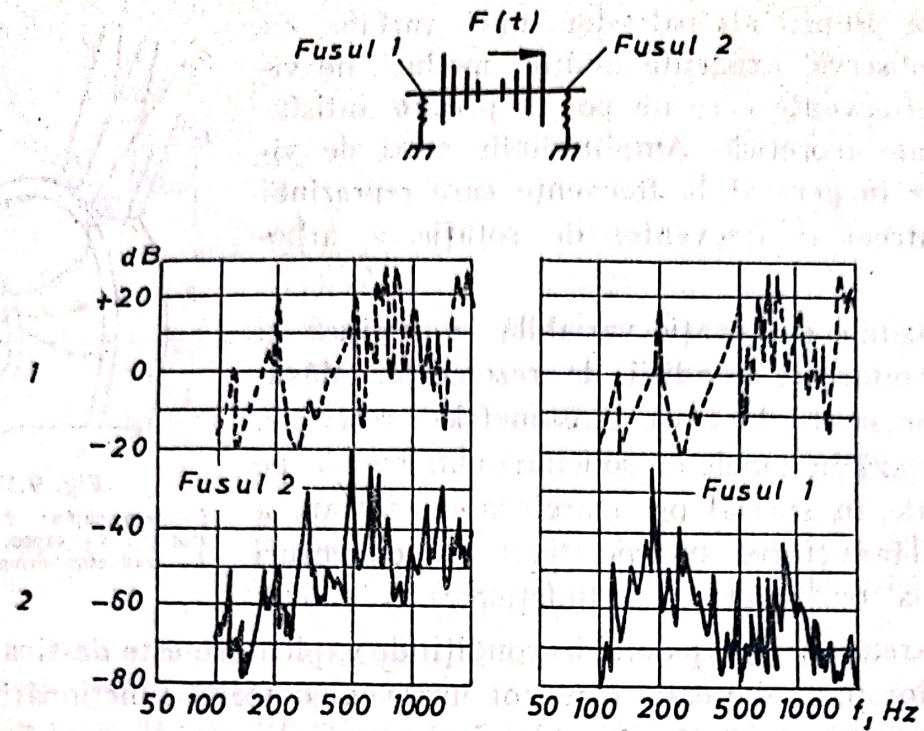


Fig. 9.20:
1 — accelerația paletei (g)/forța aplicată (daN) × 2; *2* — accelerația fusului (g)/forța aplicată (daN) × 2.

la prima frecvență naturală a paletei (fig. 9.20) [1]. Acest rezultat demonstrează în orice caz posibilitatea detectării vibrației paletei prin măsurători efectuate la fusuri.

BIBLIOGRAFIE

1. Bannister, R.L. și Donato, V. *Signature Analysis of Turbomachinery. Sound and Vibration*, Vol. 6, Nr. 5, 1972.
2. Broch, J.T. *Mechanical Vibration and Shock Measurements*, Bruel & Kjaer, Naerum, 1976.
3. Buzdugan, Gh. *Măsurarea vibrațiilor mecanice*. Edit. tehnică, București, 1964.
4. Buzdugan, Gh. ș.a. *Vibrațiile sistemelor mecanice*, cap. 7, Editura Academiei R.S. România, București, 1975.
5. Harris, C.M. și Crede, C.E. *Șocuri și vibrații*, vol. I și II (trad. din lb. engleză), cap. 12—17, 22, 25. Editura tehnică, București, 1968.
6. Hodgetts, D. *Vibrations of a crankshaft*. Paper C99/71, *Symposium on vibration and noise in motor vehicles*. Instn. of Mechn. Engrs, 1971.
7. Ludewig, H. *Schwingungsuntersuchungen an Turbinenschaufeln von Abgasturboladern*. M.T.Z. 29 (1968), Nr. 10.
8. Mitchell, J. S. *Condition Maintenance for Gas Turbine Engines. Diesel and Gas Turbine Progress*, 1972, March.
9. Peter, A.F., *Practical holographic mode shapes on turbine blades*. A.S.M.E. Paper Vibr. 32, 1969.
10. Russel, M.F. *Improvemenents to conventional diesel engines to reduce noise. Paper 12, Symposium on critical factors in the application of diesel engines*, 1970, Instn. of Mechan. Engrs, vol. 184 Pt 3 P.
11. Sparks, C.R. și Wachel, J.C. *Quantitative Signature Analysis for On-Stream Diagnosis of Machine Response. Materials Evaluation*, Vol. XXXI, Nr. 4, 1973.
12. Stein, P.K. *Measurement Engineering*, vol. I Basic Principles, Cap. 16. Stein Eng. Services Inc., Phoenix, Arizona, 1964.

Scanned with OKEN Scanner

10

PRINCIPII ŞI METODE DE CERCETARE EXPERIMENTALĂ A ZGOMOTELOR

Introducere. Creşterea, în ritm tot mai intens, a gradului de mecanizare a tuturor activităţilor întreprinse de om şi concentrarea mijloacelor mecanizate în mari aglomeraţii de populaţie au avut drept consecinţă nedorită, apariţia problemei poluării sonore. Într-adevăr, expunerea organismului omenesc, timp mai îndelungat, în medii cu nivel de zgomot ridicat are efecte dăunătoare atît asupra sănătăţii cît şi asupra randamentului în muncă. Faţă de această situaţie, în multe state ale lumii, sînt legiferate nivelele sonore maxime admisibile, atît pentru anumite spaţii de lucru, cît şi pentru zgomotele produse de diferite maşini şi utilaje.[1] Ca urmare, măsurarea nivelelor de zgomot şi determinarea structurii spectrale a acestora, în vederea identificării surselor principale care concură la producerea zgomotului studiat, constituie una din preocupările importante ale ştiinţei şi tehnicii actuale.

În esenţă, zgomotul este consecinţa undelor de presiune care se propagă prin aer. Urechea omenească reprezintă, în acest sens, un traductor extrem de sensibil fiind capabilă să sesizeze ca sunet o oscilaţie de presiune, avînd o amplitudine minimă de 0,0002 μb, la 1 000 Hz. La limita superioară de sensibilitate, senzaţia de durere percepută de ureche apare la o amplitudine a oscilaţiei de presiune de 1 mb. Deci, sensibilitatea urechii omeneşti se extinde pe un domeniu de variaţie a amplitudinii oscilaţiei de presiune de la 1 la 10^7.

Pentru comoditatea exprimării valorii nivelului de presiune sonoră (N.P.S.) s-a adoptat o scară de variaţie logaritmică, unitatea de măsură fiind decibelul[2] (dB):

$$\text{N.P.S.} = 10 \lg_{10}\left(\frac{p^2}{p_0^2}\right) = 20 \lg_{10}\left(\frac{p}{p_0}\right) \quad [\text{dB}]. \tag{10.1}$$

În relaţia (10.1), ca valoare de referinţă a scării de amplitudine a oscilaţiei de presiune se consideră: $p_0 = 0{,}0002$ μb. Se obţine astfel scara de nivele de presiune sonoră prezentată în tabelul 10.1.

Sensibilitatea urechii nu este însă uniformă în tot domeniul frecvenţelor audibile (20 ... 16 000 Hz) ci variază mult cu tonalitatea sunetului pur. În figura 10.1 este reprezentată diagrama standardizată a familiilor de curbe

[1] În România: STAS 7150-65; STAS 7301-65; STAS 6156-60; STAS 6661-62.
[2] A se vedea şi capitolul 2, paragraful 2.

Tabelul 10.1

Scara nivelelor de presiune sonoră

Presiunea sonoră	Nivelul de presiune sonoră [dB]		Condiţiile mediului ambiant şi sursa de zgomot
		140	
1 mb	134		Limita de suportabilitate
		130	Ciocan pneumatic
		120	
100 μb	114		Claxon auto puternic la 1m
		110	
		100	
10μb	94		Interior de vagon de metrou
		90	Interior de autobuz
		80	
1μb	74		Trafic curent într-o intersecţie
		70	Conversaţie uzuală
		60	
0,1 μb	54		Interior de birou
		50	Cameră de locuit
		40	
0,01 μb	34		Bibliotecă
		30	Dormitor noaptea
		20	
0,001 μb	14		Studio radio
		10	
0,0002 μb	1		Limita de audibilitate
		0	

de echiintensitate sonoră (în conformitate cu modul de percepţie al urechii omeneşti), exprimată în foni, în funcţie de frecvenţa sunetului pur şi de N.P.S. al acestuia. *Fonii* sînt identici cu decibelii numai la frecvenţa de 1 000 Hz.

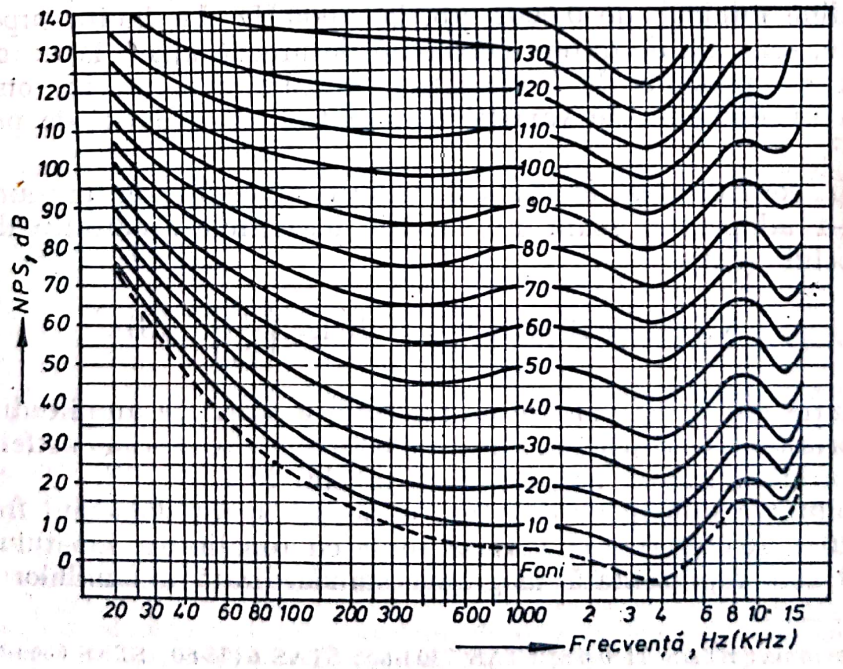


Fig. 10.1

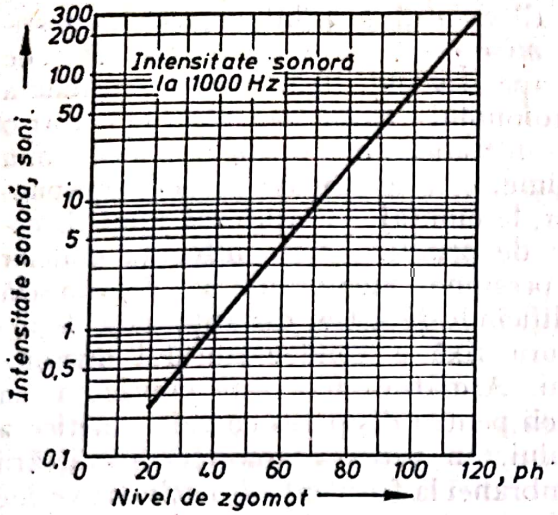


Fig. 10.2

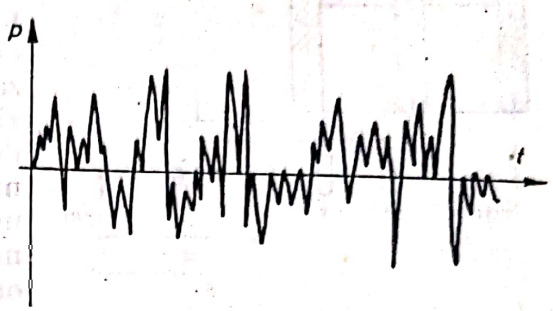


Fig. 10.3

O dublare a valorii intensităţii sonore echivalează cu o variaţie de 10 foni. O altă scară de evaluare a intensităţii sonore este cea care utilizează drept unitate de măsură *sonul*. Dependenţa între soni şi foni este redată în figura 10.2.

Zgomotele, aşa cum se produc în natură, sînt alcătuite prin suprapunerea unei multitudini de tonalităţi a căror intensitate variază în mod aleatoriu (fig. 10.3). Determinarea caracteristicilor unui zgomot se reduce, în consecinţă, la evaluarea parametrilor statistici ai unei variaţii aleatorii (§ 17.3).

10.1. MĂSURAREA NIVELULUI DE ZGOMOT. FONOMETRUL

Aparatul destinat măsurării nivelului de zgomot — *fonometrul* — trebuie să fie un aparat capabil să măsoare valoarea rădăcinii medii pătratice (R.M.S.) a oscilaţiilor de presiune transmise prin aer.

Schema bloc a unui fonometru, împreună cu alura semnalului manevrat, la ieşirea din diversele compartimente ale aparatului, este reprezentată în figura 10.4.

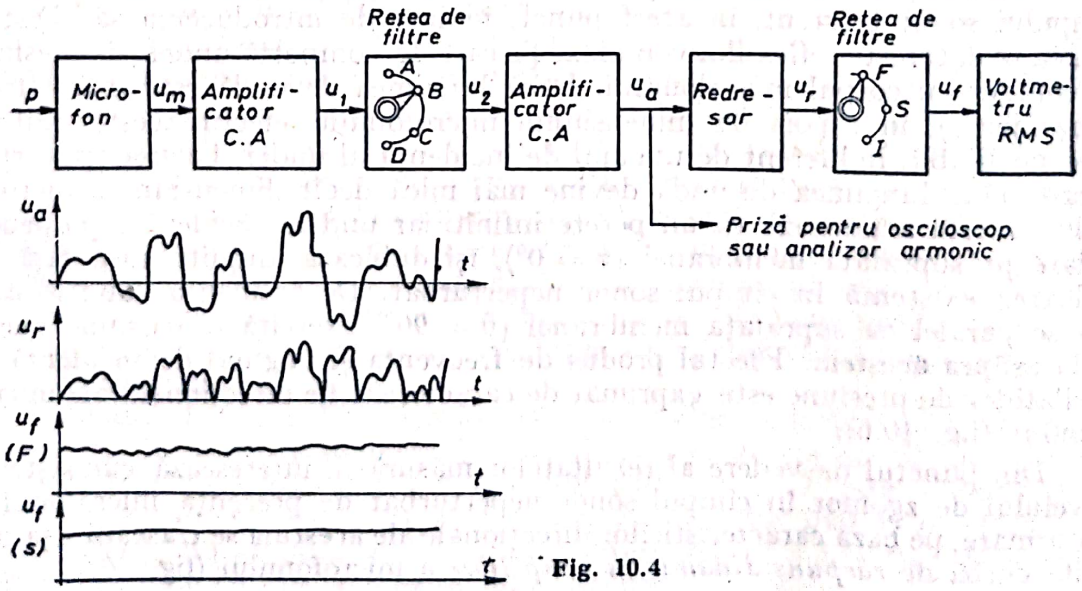


Fig. 10.4

Scanned with OKEN Scanner

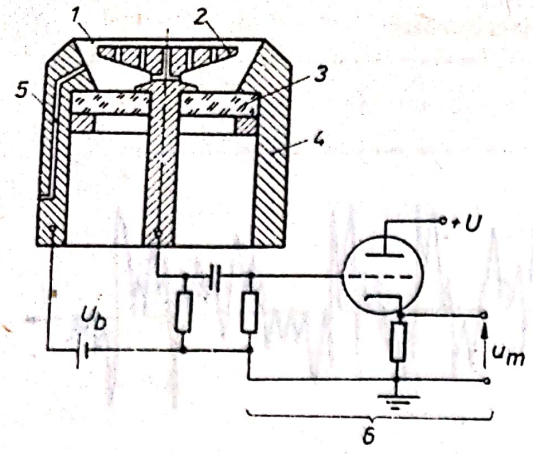


Fig. 10.5:
1 — membrană; *2* — armătură fixă; *3* — placă de izolație din cuart; *4* — carcasa microfonului; *5* — orificiu capilar; *6* — repetor catodic; U_b — tensiune de polarizare.

Elementul sensibil primar îl constituie *microfonul*, care, de regulă, este de tip capacitiv (fig. 10.5). Partea sensibilă a microfonului—*membrana*, alcătuită dintr-o folie metalică de (0,0025 ... 0,05) mm grosime, este tensionată în mod corespunzător, la montaj, cu ajutorul unui dispozitiv de prindere. Sub influența undelor de presiune membrana se deformează modificîndu-și astfel distanța față de armătura fixă a condensatorului microfonului. Armătura fixă este prevăzută cu orificii pentru disiparea energiei cinetice a aerului, în vederea amortizării mișcării membranei la frecvențe de excitație vecine cu frecvența minimă de rezonanță a acesteia. Un orificiu capilar face legătura cu exteriorul în vederea egalizării presiunii interioare cu cea existentă în mediul ambiant, care poate varia lent în limite foarte largi și care ar distruge membrana, dacă nu ar exista acest orificiu. Prezența comunicației cu exteriorul reduce răspunsul microfonului în domeniul frecvențelor foarte joase (v. fig. 10.7). Această reducere nu este importantă întrucît și urechea omenească este sensibilă numai la frecvențe mai mari ca 20 Hz.

Condensatorul microfonului este conectat împreună cu o rezistență într-un circuit simplu de polarizare (§ 5.1.3), alimentat la ~200 V. Pentru ca răspunsul dinamic al microfonului să nu sufere atenuări supărătoare, în regiunea frecvențelor înalte ale spectrului audibil, semnalul de ieșire din circuitul de polarizare este aplicat pe un repetor catodic, plasat în însăși corpul microfonului. Datorită impedanței de ieșire foarte mici a repetorului catodic, conectarea microfonului în instalația de măsurare, cu cabluri de lungime mare (§ 3.7), nu ridică nici un fel de problemă.

Prezența microfonului în punctul de măsurare produce o distorsiune a cîmpului sonor existent, în acest punct, înainte de introducerea sa. Distorsiunea se datorește reflexiilor complexe pe care le comportă undele de presiune în contact cu corpul microfonului. Dacă lungimea de undă este mare (frecvențe joase), în raport cu dimensiunile microfonului, efectul acestor reflexii este neglijabil, indiferent de unghiul de incidență al undei. La frecvențe ridicate, cînd lungimea de undă devine mai mică decît dimensiunile microfonului, acesta acționează ca un perete infinit iar undele incidente, perpendiculare pe suprafața membranei ($\theta = 0°$), își dublează amplitudinea față de valoarea existentă în cîmpul sonor neperturbat. De asemenea, undele care sosesc paralel cu suprafața membranei ($\theta = 90°$) exercită o presiune medie nulă asupra acesteia. Efectul produs de frecvența și unghiul de incidență al oscilațiilor de presiune este exprimat de caracteristicile direcționale ale microfonului (fig. 10.6).

Din punctul de vedere al rezultatelor măsurării, interesează cunoașterea nivelului de zgomot în cîmpul sonor neperturbat de prezența microfonului. Ca urmare, pe baza caracteristicilor direcționale ale acestuia se trasează așa-numita curbă de *răspuns dinamic în cîmp liber* a microfonului (fig. 10.7).

Scanned with OKEN Scanner

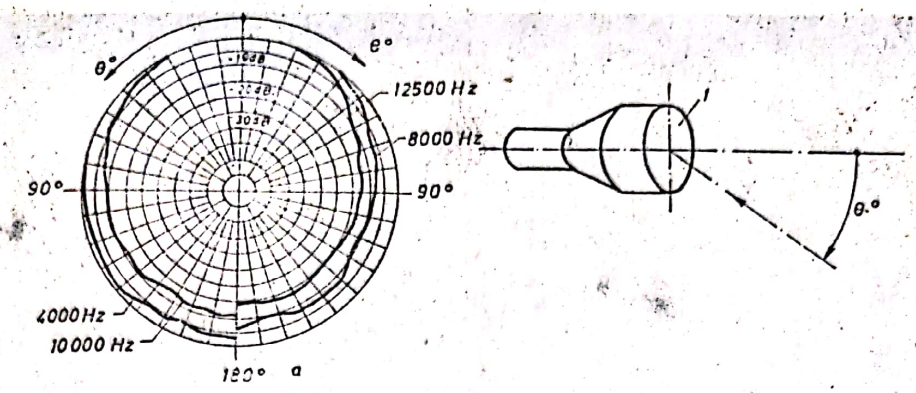


Fig. 10.6

a — caracteristica direcțională a microfonului; *b* — precizarea poziției microfonului în cîmpul sonor. *1* — diafragma microfonului; θ — unghiul de incidență al undei de presiune.

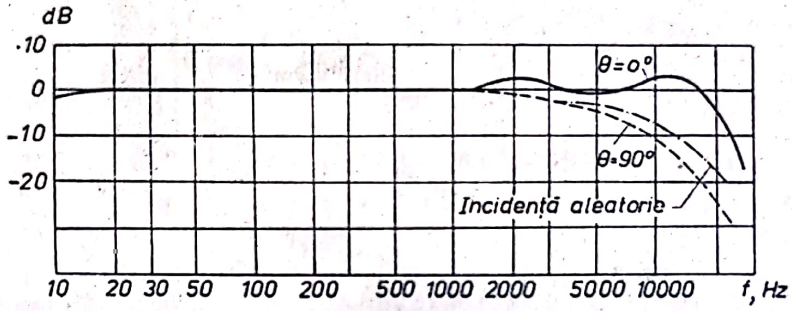


Fig. 10.7

Caracteristica în cîmp liber se determină prin efectuarea măsurătorilor în interiorul unei camere special construite — camera anechoică — astfel încît, sunetele emise să nu comporte nici un fel de reflexie la contactul cu pereții. Pentru a obține acest efect, pereții camerei se execută din materiale speciale și cu o formă adecvată, astfel încît să producă, în final, o absorbție totală a energiei undelor de presiune incidente (fig. 10.8).

O importanță deosebită, în cadrul caracteristicilor microfonului, o are curba corespunzătoare incidenței aleatorii (v. fig. 10.7). Aceasta reprezintă răspunsul dinamic al microfonului într-un cîmp sonor difuz, în care undele de presiune sosesc din toate direcțiile cu o probabilitate egală, posedă intensități egale și defazaje aleatorii. Un asemenea cîmp difuz poate fi aproximat prin construcția unei camere de reverberație, ai cărei pereți se realizează cu un grad mare de iregularitate cu ajutorul unor corpuri de forme foarte variate, confecționate din materiale tari, care să reflecte, în proporție ridicată, undele de presiune incidente. În general, răspunsul dinamic al unui microfon, în zona frecvențelor înalte, este cu atît mai bun cu cît dimensiunile sale fizice sînt mai mici. Pe de altă parte, sensibilitatea microfonului scade odată cu scăderea dimensiunilor sale.

Semnalul de ieșire din microfon (u_m) are valori reduse, astfel încît este necesar ca, în vederea prelucrării sale ulterioare, acesta să fie amplificat. Deoarece banda de frecvențe a microfonului (v. fig. 10.7) este limitată, atît în zona frecvențelor joase, cît și în cea a frecvențelor înalte, se utilizează, în acest scop, un amplificator de curent alternativ (§ 3.3.1) cu o lățime de bandă acordată cu cea a microfonului utilizat.

Scanned with OKEN Scanner

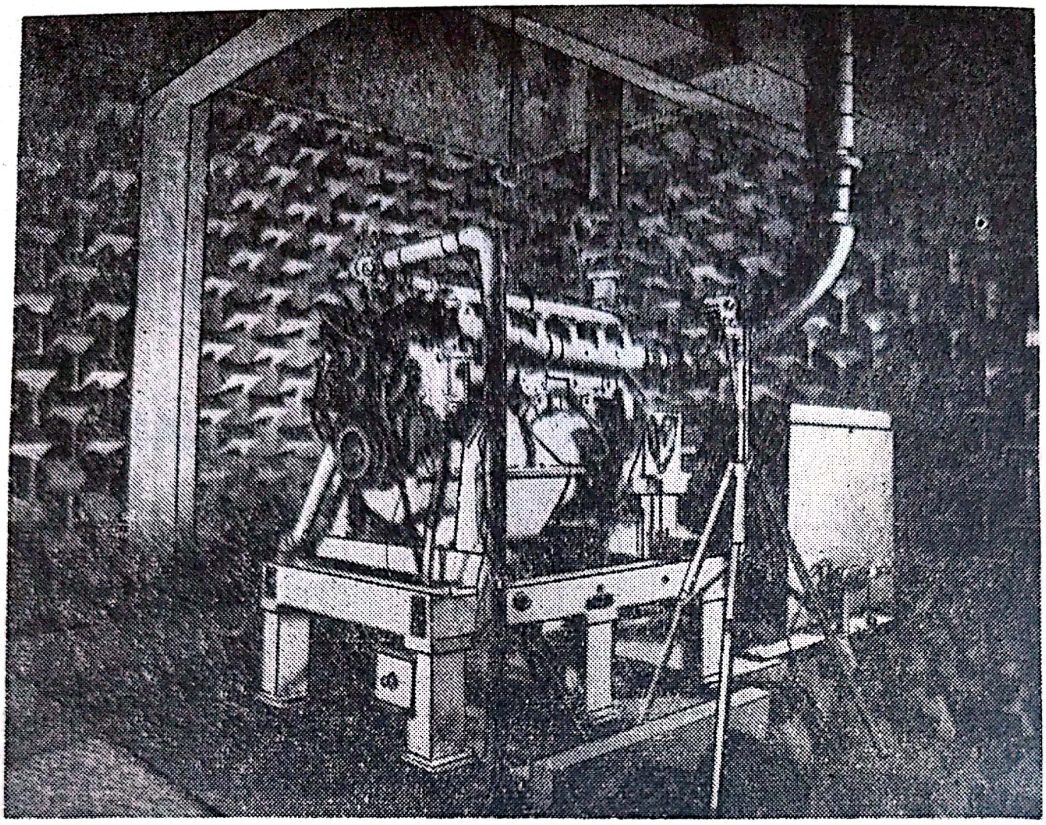


Fig. 10.8

Întrucît urechea omenească are o sensibilitate selectivă, în raport cu frecvența oscilației de presiune (v. fig. 10.1), iar fenometrul trebuie să măsoare nivelul de zgomot și nu valoarea absolută a nivelului de presiune sonoră, semnalul amplificat (u_a) trebuie filtrat în conformitate cu caracteristicile de percepție ale urechii (v. fig. 10.1). Grupul de filtrare este prevăzut cu 4 circuite distincte, ale căror caracteristici, normalizate pe plan mondial, sînt notate respectiv cu A, B, C și D (fig. 10.9). În consecință, valorile N.P.S.

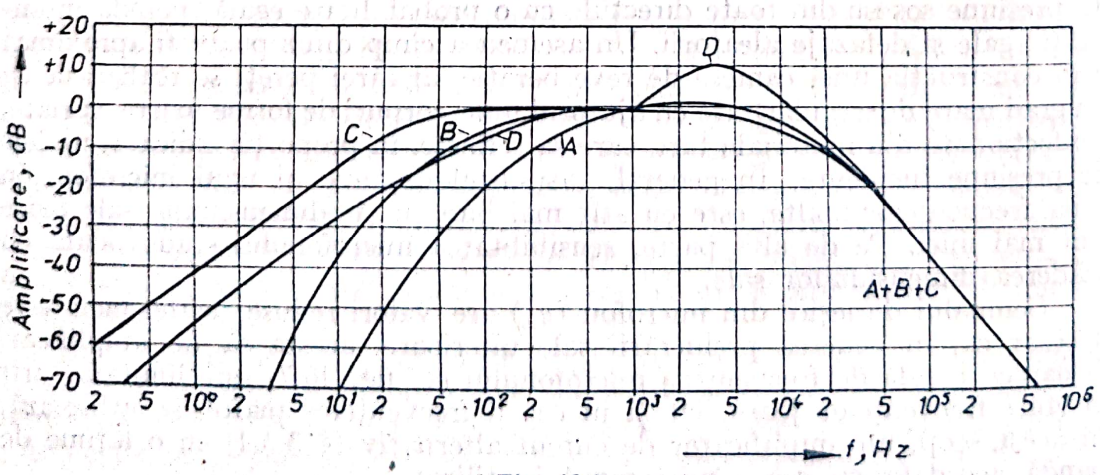


Fig. 10.9

măsurate trebuie însoțite și de specificarea alurii curbei de filtrare folosite, dB(A), dB(B), dB(C) sau dB(D). Utilizarea caracteristicii A este indicată pentru nivele de zgomot mai mici ca 55 dB, a caracteristicii B pentru nivelele de zgomot cuprinse între 55 dB și 85 dB iar a caracteristicii C, pentru nivele de zgomot mai mari ca 85 dB. Măsurarea pe caracteristicile A și B exprimă nivelul de zgomot, în timp ce măsurarea pe caracteristica C, datorită alurii plate pe care aceasta o posedă pe domeniul (20 ... 16 000) Hz, exprimă nivelul efectiv de presiune sonoră. Utilizarea caracteristicii D este limitată numai la efectuarea măsurărilor privind nivelul de zgomot produs de motoarele de aviație.

Semnalul filtrat (u_f) este amplificat cu un amplificator de curent alternativ și devine astfel disponibil pentru vizualizare, înregistrare sau analiză a structurii sale spectrale. Înregistrările și analizele spectrale se efectuează numai în cazul măsurărilor obținute pe caracteristica C.

Pentru determinarea valorii rădăcinii medii pătratice (R.M.S.) se poate folosi un voltmetru R.M.S. (§ 3.6.1). Întrucît un asemenea aparat este foarte scump și nu își justifică utilizarea în cadrul unui fonometru obișnuit, semnalul măsurat este redresat și filtrat, în vederea obținerii valorii sale medii, iar scara voltmetrului folosit este gradată direct în unități R.M.S., exprimate în dB. Acest procedeu este corect pentru o variație armonică și prezintă o eroare neglijabilă pentru o variație arbitrară a amplitudinii semnalului măsurat.

Filtrarea finală se poate realiza în mod selectiv pe 3 grupe de circuite avînd constate de timp diferite. Filtrul F (fast) produce, datorită valorii mici a constantei sale de timp, oscilații ale acului indicator al aparatului de măsurare, corespunzătoare fluctuațiilor de înaltă frecvență ale zgomotului măsurat. Dacă aceste oscilații sînt mai mari decît ± 4 dB, se recurge la utilizarea filtrului S (slow). Se obține astfel o citire comodă datorită stabilității ridicate a poziției acului indicator al aparatului de măsurare (constantă de timp mare). Acest mod de măsurare maschează însă variațiile de înaltă frecvență ale zgomotului măsurat.

Filtrul I (impuls) are o configurație mai complexă, pentru a corela valoarea medie pe care o realizează cu durata pe care se manifestă zgomotele de înaltă frecvență, în concordanță cu modul în care acestea sînt percepute de urechea omului [1]. În consecință, ori de cîte ori se efectuează măsurări globale de nivel de zgomot este indicată folosirea modului de filtrare I.

10.2. METODE ȘI TEHNICI DE MĂSURARE A ZGOMOTELOR PRODUSE DE MAȘINILE TERMICE

Dată fiind marea răspîndire a mașinilor termice și utilizarea lor, cu precădere, ca mijloace de propulsie pentru o mare varietate de vehicule, se impune ca nivelul de zgomot produs de acestea să fie limitat la anumite valori maxime admisibile. În multe state ale lumii aceste valori sînt legiferate, ele oscilînd în jurul datelor indicate în tabelul 10.2

[1] Pentru ca un sunet impulsiv să fie perceput de urechea omenească, cu aceeași intensitate, atunci cînd durata sa este mai mică decît durata de mediere a urechii, nivelul său de presiune sonoră trebuie să se dubleze atunci cînd durata sa se înjumătățește.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 10.2

Nivele de zgomot maxim admisibile pentru vehicule cu motor

Sursa de zgomot	*NSP* maxim admis
Motorete	70 ... 80 dB (A)
Motociclete	80 ... 90 dB (A)
Autoturisme	80 ... 90 dB (A)
Camioane şi autobuze	82 ... 92 dB (A)
Tractoare	85 ... 95 dB (A)
Locomotive	89 ... 92 dB (A)
Alte vehicule	82 ... 92 dB (A)

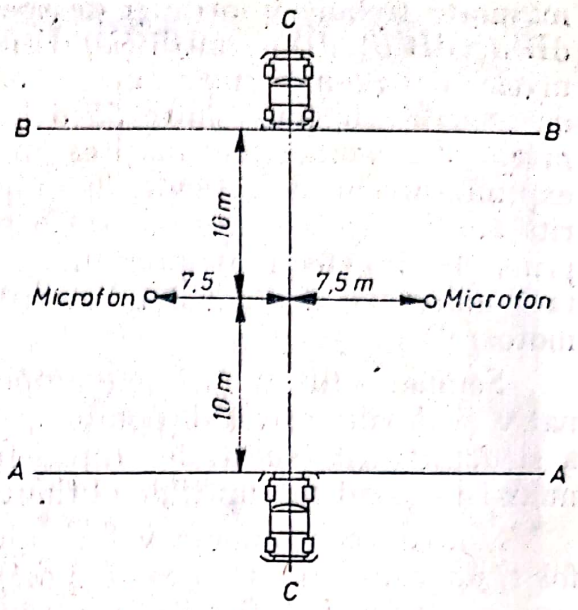


Fig. 10.10

Modul în care se determină nivelul de zgomot depinde de tipul maşinii şi de standardul valabil în fiecare ţară în parte. Astfel, de exemplu, recomandările internaţionale I.S.O.[1)], privind determinarea nivelului de zgomot produs de vehiculele cu motor, prevăd efectuarea măsurărilor în conformitate cu schema indicată în figura 10.10. Măsurările se realizează într-un poligon în care, pe o rază de 50 m nu trebuie să se găsească nici un obiect care să reflecte undele de presiune sonoră, iar pe o rază de cel puţin 20 m pavajul trebuie să fie constituit din beton sau asfalt. Nivelul de zgomot de fond, în poligon, trebuie să fie cu cel puţin 10 dB mai mic decît zgomotul produs de vehicul, iar cele două microfoane de măsurare trebuie plasate la 1,2 m deasupra solului. Vehiculul parcurge traseul $C—C$, iar cînd ajunge cu partea sa din faţă, în dreptul reperului $A—A$, pedala de acceleraţie este acţionată, pînă la capăt de cursă şi menţinută în această poziţie pînă ce partea din spate a vehiculului depăşeşte reperul $B—B$. Înainte de accelerare motorul este cuplat la transmisie în treapta a 2-a a cutiei de viteze (sau a 3-a dacă există mai mult de 4 trepte de reducere) şi vehiculul se deplasează cu o viteză de 50 km/h sau 3/4 din viteza maximă (la care din cele două situaţii viteza este mai mare). Se fac astfel, cel puţin cîte 2 măsurări, pe fiecare parte laterală a vehiculului, cînd acesta trece prin dreptul microfoanelor de măsurare.

Acest exemplu ilustrează modul în care se stabilesc convenţiile de evaluare a nivelului de zgomot, pornind de la condiţiile cele mai zgomotoase de funcţionare a maşinii.

Pentru cercetarea ştiinţifică în care se vizează realizarea unor maşini noi, sau perfecţionarea unor tipuri existente, o importanţă deosebită o prezintă obţinerea unei funcţionări cît mai silenţioase.

În acest scop maşina investigată este plasată în interiorul unei camere anechoice, în care se efectuează măsurări, în mai multe puncte situate pe o

[1)] International Standards Organization.

Scanned with OKEN Scanner

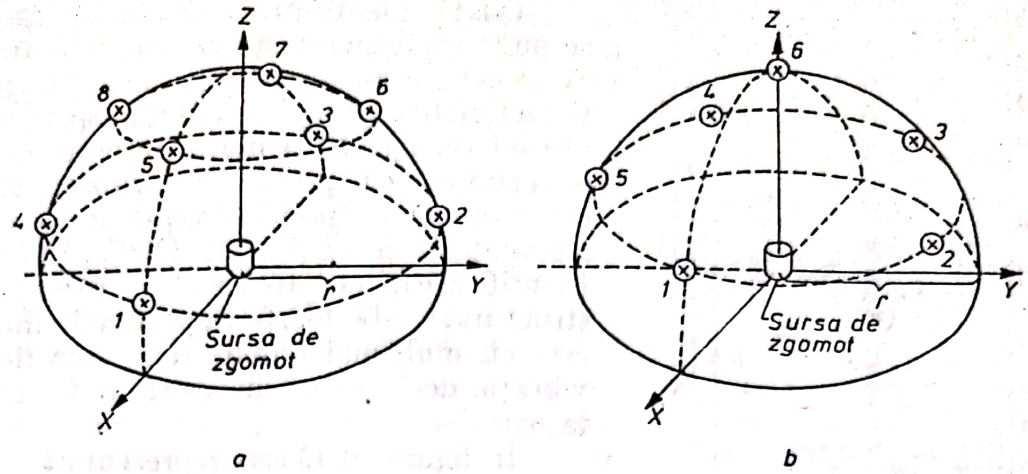


Fig. 10.11:
a — 8 puncte de măsurare; *b* — 6 puncte de măsurare; *r* — raza semisferei; ⊗ — poziția microfoanelor.

Poz. microfon	X	Y	Z
1	0,97*r*	0	0,25*r*
2	0	0,97*r*	0,25*r*
3	−0,97*r*	0	0,25*r*
4	0	−0,97*r*	0,25*r*
5	0,63*r*	0	0,78*r*
6	0	0,63*r*	0,78*r*
7	−0,63*r*	0	0,78*r*
8	0	−0,63*r*	0,78*r*

Poz. microfon	X	Y	Z
1	0,89*r*	0	0,45*r*
2	0,28*r*	0,85*r*	0,45*r*
3	−0,72*r*	0,53*r*	0,45*r*
4	−0,72*r*	−0,53*r*	0,45*r*
5	0,28*r*	−0,85*r*	0,45*r*
6	0	0	*r*

sferă imaginară avînd raza egală cu de două pînă la trei ori valoarea dimensiunii maxime a mașinii (fig. 10.11). Înregistrările astfel obținute sînt supuse unor operații de analiză a structurii spectrale, în vederea identificării frecvențelor sonore predominante. Se studiază, apoi, caracteristicile de radiație sonoră ale diverselor elemente ale mașinii, pentru a se identifica sursele majore de zgomot.

Operația de identificare a surselor de zgomot este foarte complexă și laborioasă, reclamînd pe lîngă înregistrările sonore și înregistrări directe ale vibrațiilor diverselor elemente ale mașinii, cu ajutorul accelerometrelor (§ 9.1).

Analiza spectrogramelor mișcărilor vibratorii și ale înregistrărilor sonore permit efectuarea unor corelări, pe baza cărora se poate stabili contribuția fiecărui element, la zgomotul total produs de mașină. O atenție deosebită trebuie acordată posibilității producerii unor rezonanțe structurale, care conduc la amplificarea unor zgomote, inițial nesemnificative.

În figura 10.12 sînt redate contribuțiile principalelor surse la zgomotul total produs de un motor cu ardere internă cu piston.

Scanned with OKEN Scanner

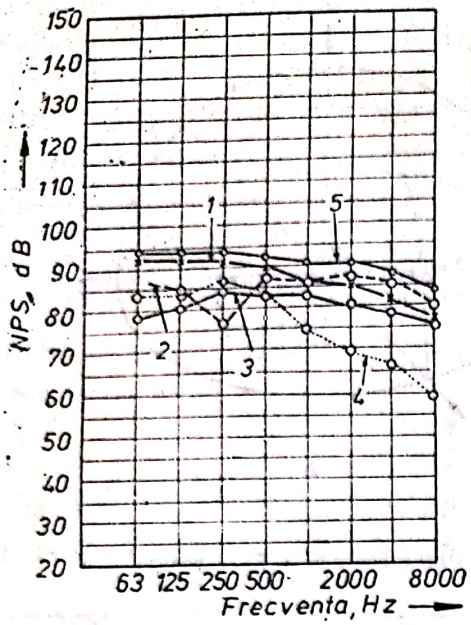


Fig. 10.12:
1 — evacuarea gazelor; *2* — zgomote mecanice; *3* — zgomotul radiat de carcasa motorului; *4* — admisia încărcăturii proaspete; *5* — zgomot total.

Odată identificate sursele de zgomot, se pune problema ponderii cu care trebuie să se acționeze asupra fiecăreia, în parte. Caracteristica de sensibilitate spectrală a urechii (v. fig. 10.1) indică necesitatea de a se acționa, cu precădere, asupra surselor care radiază cu preponderență în domeniul frecvențelor medii și înalte (200 ... 8 000) Hz. Identificarea, cu atenție, a rezonanțelor structurale este foarte importantă, întrucît, este cu mult mai simplu să se amortizeze o vibrație decît să se micșoreze o forță excitatoare.

În figura 10.13 este reprezentată schema tipică a unei instalații de măsurare prevăzută cu posibilități de înregistrare și analiză spectrală a zgomotului măsurat. Analiza spectrală poate fi realizată direct, în timpul efectuării măsurării, sau ulterior, prin prelucrarea corespunzătoare (§ 17.3) a semnalului înregistrat pe bandă magnetică.

Aparatura uzuală, destinată efectuării analizei spectrale, este constituită din seturi de filtre octavice sau de 1/3 (terță) de octavă prin care semnalul este filtrat în mod succesiv, și nivelul mediu de amplitudine citit pe aparatul de măsurare al fonometrului. Urmărirea, simultan cu efectuarea măsurării, a structurii spectrale a zgomotului studiat este posibilă prin utilizarea unui analizor în timp real [1] (v. § 9.1.1).

În situațiile în care se efectuează măsurări de nivel de zgomot, pe durate mari de timp, cum ar fi în cazul studiilor privind poluarea sonoră datorită traficului rutier, o importanță deosebită o prezintă analiza statistică a datelor măsurate. Schema tipică de alcătuire a unei instalații de măsurare, pentru o asemenea situație, este redată în figura 10.14. Analizorul de

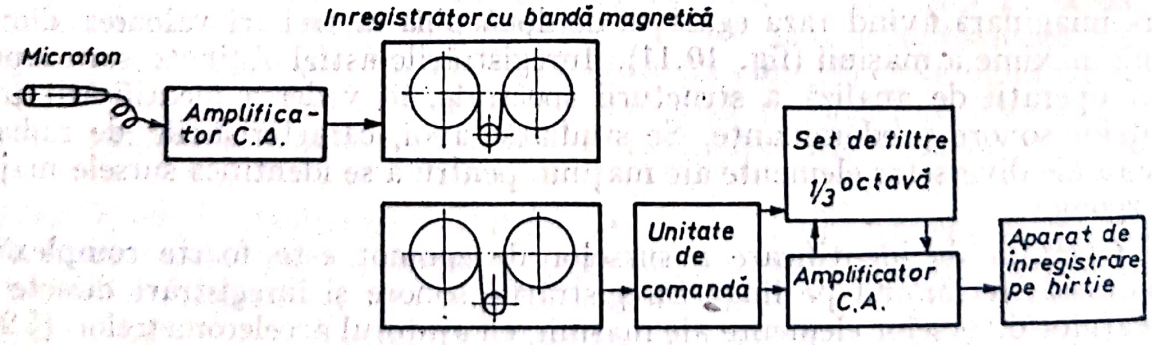


Fig. 10.13

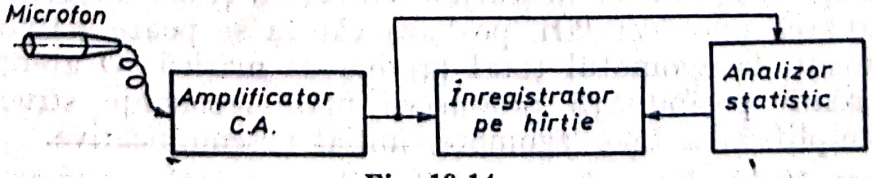


Fig. 10.14

[1] De exemplu analizorul de timp real pe benzi de 1/3 octavă tip 3347, B & K.

Scanned with OKEN Scanner

distribuție statistică [1] este de fapt o versiune simplificată a aparaturii destinate determinării funcției de distrbuție a amplitudinii (§ 17.3). Analizorul este constituit dintr-un set de circuite de numărare, care totalizează numărul de citiri efectuat în fiecare bandă de amplitudine, într-un interval de timp preselectat. Nivelul semnalului este eșantionat la intervale egale de timp, determinate de un generator de impulsuri comandat cu ajutorul unui oscilator local. Rezultatele înregistrate în contoarele fiecărui circuit de numărare pot fi prelucrate sub forma histogramei nivelelor de presiune sonoră. O asemenea histogramă, reprezentînd N.P.S. într-o intersecție aglomerată, pe o durată de 2 ore, este reprezentată în figura 10.15.

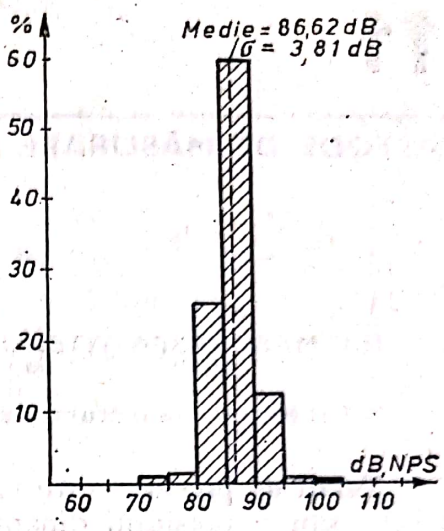


Fig. 10.15

BIBLIOGRAFIE

1. Doeblin, E. D. *Measurement Systems: Application and Design* (cap. 6). Mc Graw-Hill, 1966.
2. * * * *Acoustic Noise Measumerements*. Brüel & Kjaer, 1971.
3. * * * *Technical Review* B & K. Colecția 1970—1976.
4. * * * Cataloage și prospecte de la firmele Brüel & Kjaer, VEB Schwingungstechnik und Akustik.

[1] De exemplu analizorul de distribuție statistică tip 4420, B & K.

Scanned with OKEN Scanner

11

METODE DE MĂSURARE APLICATE CURGERII FLUIDELOR

11.1. MĂSURAREA VITEZEI, PRESIUNII ȘI DENSITĂȚII

11.1.1. Metode de măsurare a presiunii (vitezei) locale

Tubul de presiune este un instrument de măsurare a presiunii statice și totale, sau a presiunii dinamice a fluidelor în curgere unidimensională. În varianta folosită pentru determinarea presiunii dinamice, constă din două tuburi concentrice, orientate după axa vectorului viteză și racordate la un manometru cu lichid. Cealaltă extremitate a tubului intern este dispusă contra curentului, în timp ce tubul exterior comunică cu fluidul prin orificii laterale (fig. 11.1).

Pe baza presiunii dinamice măsurate, se poate calcula viteza de curgere.

Pentru curgerea în regim staționar subsonic a unui fluid compresibil ideal, în condiții izentropice de transformare, se aplică relația

$$\frac{p_t}{p_s} = \left(1 + \frac{k-1}{2} M^2\right)^{\frac{k}{k-1}}, \tag{11.1}$$

unde p_t, p_s sînt presiunile totală (de stagnare) și respectiv statică, M este cifra Mach în curentul neperturbat, $M = w/a$, iar a este viteza sunetului, $a = \sqrt{kgRT}$. Relația (11.1) se poate transcrie în funcție de viteza curentului neperturbat,

$$w = \sqrt{\frac{2}{\rho} \cdot \frac{p_t - p_s}{f(M)}}, \tag{11.2}$$

unde

$$f(M) = \frac{2}{kM^2}\left[\left(1 + \frac{k-1}{2} M^2\right)^{\frac{k}{k-1}} - 1\right]. \tag{11.2'}$$

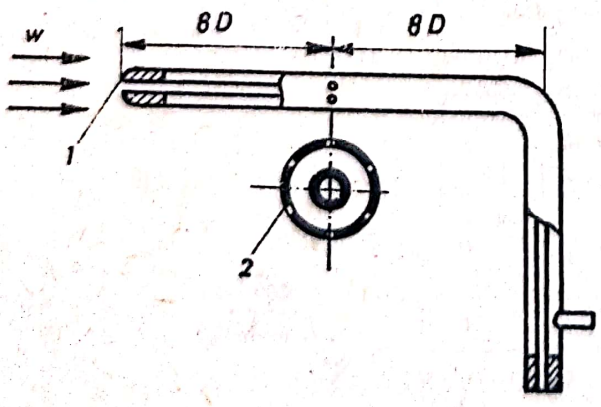


Fig. 11.1
1 – punct de stagnare; *2–4* – pînă la 8 orificii egal-distanțate.

Valorile funcției $f(M)$ sînt calculate în tabele [22]. Pentru curgerea caracterizată prin cifre Mach foarte mici, $f(M)$ devine egal cu unitatea și relația (11.2) se reduce la forma uzuală pentru curgerea fluidelor incompresibile fără frecare.

La măsurarea presiunilor p_t și p_s cu tubul de presiune apar erori, dintre care cele mai importante sînt determinate de următorii factori: 1) eroarea de orientare a tubului de presiune (înclinarea cu unghiul θ), prin care orifi-

Scanned with OKEN Scanner

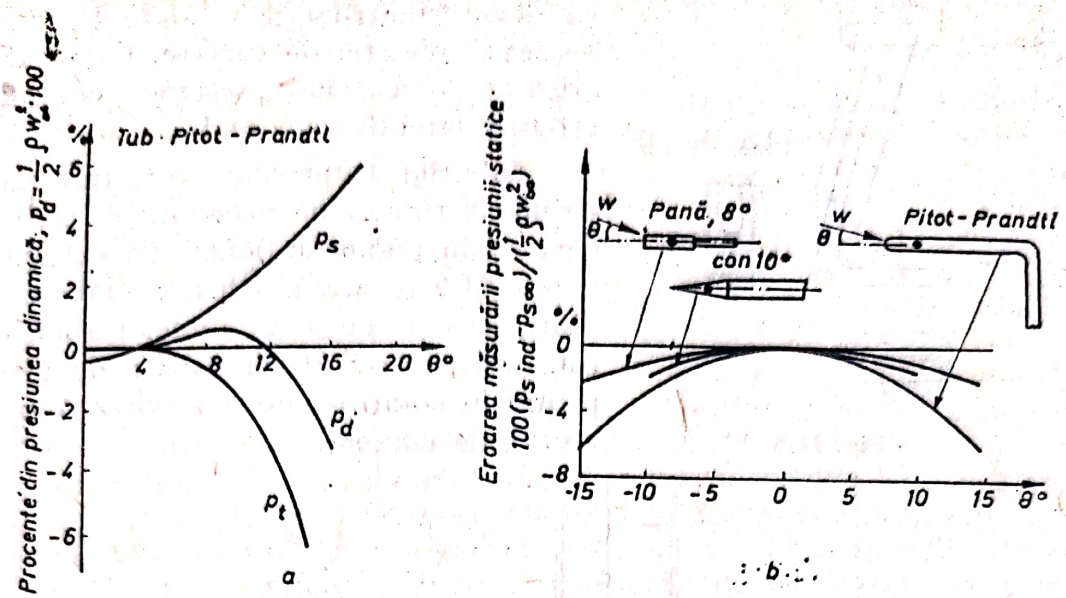


Fig. 11.2

ciile laterale sînt expuse unei componente a vitezei de curgere, iar punctul real de stagnare a curentului nu coincide cu orificiul tubului interior (fig. 11.2, *a*); eroarea depinde de construcția tubului (fig. 11.2, *b*); 2) creșterea de viteză, însoțită de micșorarea presiunii statice, la curgerea în jurul tubului, în zona unde liniile de curent se curbează; o perturbație inversă este introdusă de prezența în curent a suportului tubului în curent, în dreptul căruia curentul stagnează (fig. 11.3), de unde posibilitatea de compensare a primului efect prin alegerea convenabilă a lungimilor l_1 și l_2; 3) dacă viteza nu este uniformă tubul de presiune, care are dimensiuni finite, sesizează presiunea totală corespunzătoare unei viteze medii (fig. 11.4).

Construcția tuburilor de presiune Pitot-Prandtl este standardizată [19]. Tuburile de presiune de construcție specială permit determinarea direcției locale a vitezei de curgere. În figura 11.5 se prezintă ca exemplu un captor combinat: tubul central, pentru măsurarea presiunii totale, este încadrat

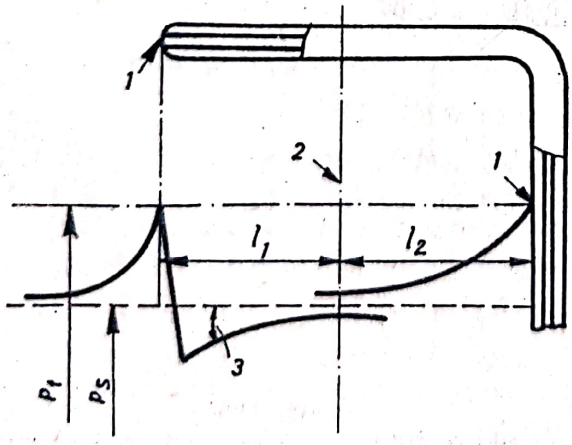


Fig. 11.3

1 — punct de stagnare; *2* — planul orificiilor; *3* — efectul vitezei sporite pe suprafața tubului.

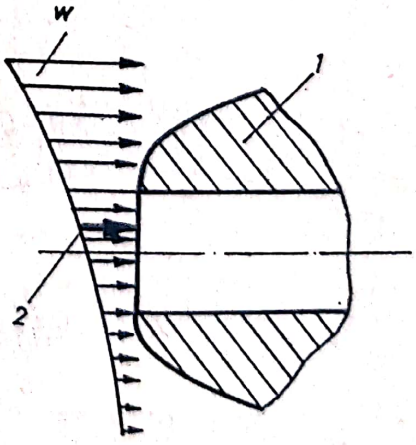


Fig. 11.4.

1 — tub Pitot-Prandtl; *2* — viteza corespunzătoare presiunii statice măsurate.

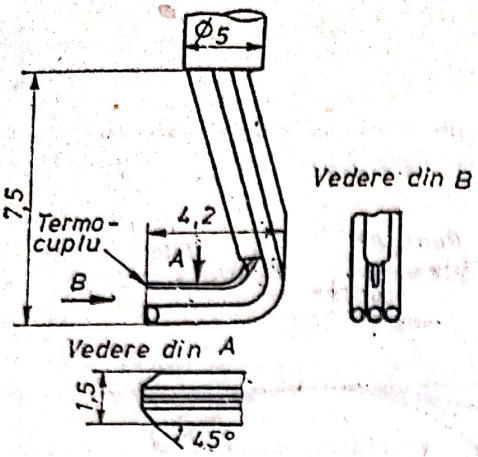


Fig. 11.5

cu două tuburi laterale, tăiate la 45°, care sesizează direcţia de curgere. Captorul este orientat corect cînd presiunea indicată de tuburile laterale este egală.

Tuburile de presiune constituie un instrument comun de măsurare la cercetarea curgerii în regim staţionar. Ca exemplu, în figura 11.6 se arată schema standului de probe pentru încercarea unei turbine experimentale, prevăzut cu tuburi de presiune pentru măsurarea presiunii (vitezei) şi a direcţiei de curgere.

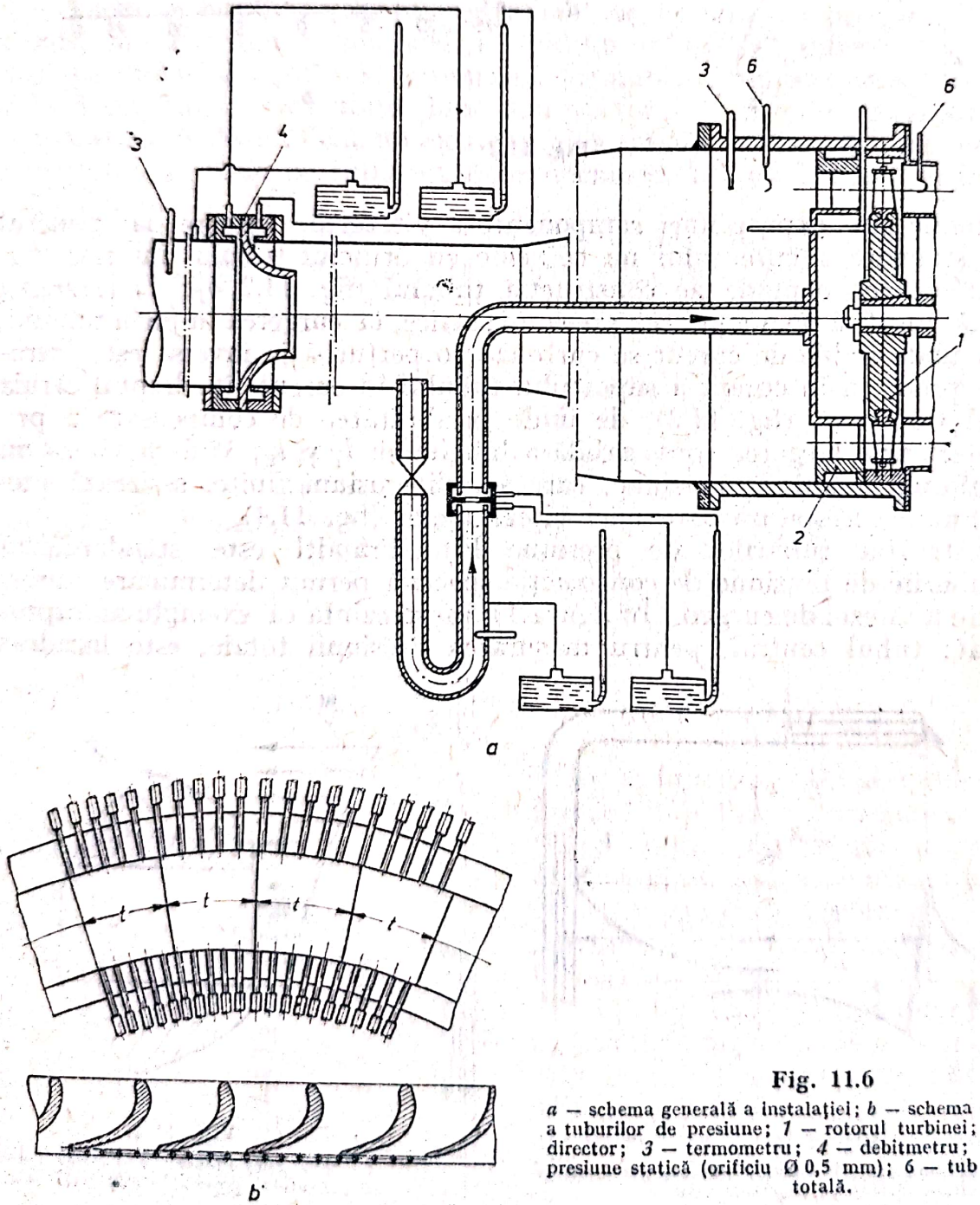


Fig. 11.6

a — schema generală a instalaţiei; *b* — schema de dispunere a tuburilor de presiune; *1* — rotorul turbinei; *2* — aparat director; *3* — termometru; *4* — debitmetru; *5* — tub de presiune statică (orificiu Ø 0,5 mm); 6 — tub de presiune totală.

Scanned with OKEN Scanner

11.1.2.1. **Metoda anemometriei cu fir cald (peliculă caldă). Traductorul cu fir sau peliculă. Principiul de măsurare.** Metoda anemometriei cu fir cald se aplică pentru măsurarea precisă a vitezei medii de curgere și a fluctuațiilor turbulente ale vitezelor locale instantanee.

Principiul de măsurare derivă din dependența schimbului convectiv de căldură dintre un corp cald și fluidul ambiant față de condițiile de curgere. Elementul sensibil al traductorului, în versiunea clasică un fir subțire încălzit electric, atinge o temperatură de echilibru determinată de condițiile transferului de căldură, deci de viteza de curgere. Prin urmare, se stabilește o relație de legătură între rezistența electrică a firului și viteza curentului.

Pentru analiza condițiilor de transfer de căldură, se adoptă următoarele ipoteze simplificatoare: 1) schimbul de căldură prin radiație este neglijabil; ipoteza este justificată la o temperatură de funcționare a firului sub 300°C, la care căldura transferată prin radiație este de 1 ... 3%; 2) influența convecției libere este neglijabilă, ipoteza justificată de rezultatele experimentale; 3) condițiile transferului prin convecție forțată corespund cazului unui fir de secțiune circulară și lungime infinită, dispus perpendicular pe direcția de curgere a unui fluid incompresibil perfect, pentru care se aplică relația lui King:

$$\mathrm{Nu} = A + B\sqrt{\mathrm{Re}}, \tag{11.3}$$

unde Nu este cifra Nusselt, $\mathrm{Nu} = \alpha d/\lambda$; Re — cifra Reynolds, $\mathrm{Re} = wd\rho/\mu$; α — coeficientul de convecție; λ — coeficientul de conductibilitate*; d — diametrul firului; w — viteza de curgere; ρ — densitatea fluidului *, μ — viscozitatea dinamică *, A și B — constante. După datele lui Hinze [7], în domeniul de utilizare a traductorului, $A = 0{,}42\ \mathrm{Pr}^{0{,}2}$ și $B = 0{,}57\ \mathrm{Pr}^{0{,}33}$, unde Pr este cifra Prandtl, $\mathrm{Pr} = c_p\mu/\lambda$.

Căldură transferată în unitatea de timp de la firul anemometrului este

$$\alpha\pi d l(T_a - T_g), \tag{11.4}$$

unde l este lungimea firului, T_a și T_g — temperaturile firului și a fluidului. Înlocuind coeficientul α din relația (11.4) în funcție de relația (11.3), se obține

$$\pi\lambda l(A + B\sqrt{\mathrm{Re}})\,(T_a - T_g). \tag{11.5}$$

Condiția de echilibru termic se obține astfel sub forma

$$I^2R_a = \pi k\lambda l(A + B\sqrt{\mathrm{Re}})\,(T_a - T_g), \tag{11.6}$$

I fiind intensitatea curentului electric, iar k — constanta de transformare ($k = 4{,}2$ dacă membrul stîng este exprimat în J/s, iar membrul drept în cal/s).

Rezistența electrică a firului anemometrului variază cu temperatura după o lege care se poate considera liniară în primă aproximație:

$$R_a \approx R_{a0}[1 + a(T_a - T_0)], \tag{11.7}$$

R_{a0} fiind rezistența la temperatura de referință T_0, iar a — coeficientul de temperatură (v. § 12.2.2). Se poate scrie deci

$$T_a - T_0 = \frac{R_a - R_{a0}}{a\,R_{a0}} \tag{11.8}$$

* La temperatura din stratul limită.

Scanned with OKEN Scanner

şi înlocuind în relaţia (11.6) se obţine în definitiv,

$$\frac{I^2 R_a}{R_a - R_g} = C_0 + C_1 (\rho w)^{0,5}, \tag{11.9}$$

în care

$$C_0 = A \frac{k\pi\lambda l}{a R_{a0}}, \quad C_1 = B \frac{k\pi\lambda l}{a R_{a0}} \left(\frac{d}{\mu}\right)^{0,5}. \tag{11.10}$$

Din relaţia (11.9) reiese posibilitatea utilizării anemometrului cu fir cald pentru măsurarea debitului masic ρw sau, dacă densitatea ρ este cunoscută, a vitezei w a fluidului. Se evidenţiază două metode de măsurare: a) *metoda intensităţii constante* (I = ct.); se măsoară modificarea rezistenţei firului R_a, legată de temperatura T_a, sub influenţa variaţiei vitezei curentului w (sau a produsului ρw); b) *metoda temperaturii constante* (R_a = ct.); se măsoară curentul I care asigură menţinerea constantă a temperaturii (rezistenţei) firului, la variaţia vitezei de curgere w.

Potrivit datelor recente, exponentul vitezei în relaţia (11.9) prezintă diferenţe faţă de 0,5, cu atît mai pronunţate cu cît lungimea firului raportată la diametru este mai mică. La elemente sensibile cu alte forme constructive, diferenţele sînt cu atît mai mari. În orice caz, rezultă o relaţie neliniară între mărimea măsurată efectiv, intensitatea I sau rezistenţa R_a şi viteză.

Aplicarea anemometriei cu fir cald sau peliculă caldă pentru măsurarea vitezei de curgere oferă unele avantaje însemnate: 1) traductorul se poate realiza cu dimensiuni suficient de mici pentru ca mărimea măsurată să reprezinte suficient de exact valoarea punctuală a vitezei; 2) traductorul introduce perturbaţii în general mici ale cîmpului de viteze; 3) traductorul are o sensibilitate suficient de ridicată pentru urmărirea unor mici variaţii de viteză; 4) caracteristicile dinamice ale traductorului permit măsurarea variaţiilor de viteză cu frecvenţă ridicată şi a fluctuaţiilor turbulente.

În afară de măsurarea vitezei fluidelor, traductorul cu fir cald sau cu peliculă caldă poate fi adaptat pentru măsurarea temperaturii (v. § 12.2.2) sau, dacă temperatura este constantă, pentru determinarea proporţiei procentuale a unui gaz într-un amestec, dacă proprietăţile de transfer de căldură (λ) sînt suficient de diferenţiate.

Construcţia traductorului. O sondă cu traductor cu fir cald constă în general din firul traductor, susţinut de două suporturi de oţel inoxidabil, fixate într-o tijă (fig. 11.7).

Firul traductor trebuie să reziste la solicitările produse de forţa de frecare a fluidului, de bombardamentul cu particule (impurităţi) şi de vibraţia suporturilor datorită fluctuaţiilor curgerii. Diametrul firului trebuie să satisfacă astfel cerinţe contradictorii. Pe de o parte, se cere reducerea diametrului firului, capacitatea calorică a firului, de care depinde inerţia sa termică, micşorîndu-se proporţional cu pătratul diametrului. Reducerea diametrului este însă dezavantajoasă pentru rezistenţa mecanică a firului, care depinde tot de pătratul diametrului. Diametre tipice ale firului, la traductoare fabricate în prezent, sînt de 0,005 ... 0,025 mm. Cerinţe contradictorii

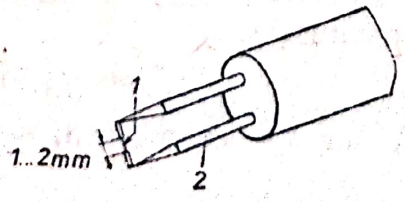


Fig. 11.7

1 — fir de tungsten sau platin (diametrul 0,004...0,010 mm); 2 — suport din oţel inoxidabil.

există și pentru lungimea firului: creșterea lungimii firului este favorabilă pentru micșorarea pierderilor de căldură la extremitățile firului, prin suporți, dar pentru asigurarea unei bune rezoluții spațiale lungimea firului trebuie să fie cît mai mică. Lungimea utilizată a firului, raportată la diametru, este de circa 200. Firul se execută din materiale caracterizate prin coeficient de rezistență și rezistență mecanică cît mai ridicate, prin rezistență chimică la oxidare și evident, prin posibilitatea de a se obține diametre cît mai mici. În tabelul 11.1 se compară cele mai importante materiale utilizate pentru traductoarele obișnuite.

Tabela 11.1

Materiale pentru traductoare anemometrice cu fir cald

Materialul	Coeficientul de temperatură [(C°)⁻¹]	Rezistivitatea [10⁻⁶Ω · cm]	Temperatura max. [°C]	Diametrul minim [μm]	Rezistența mecanică	Rezistența chimică	Observații
Tungsten	0,0040	5,5	300 *	3,8	mare	redusă	Se placează cu platină
Platină	0,0032	10	1 100	1,25	redusă	mare	
Aliaj Pt 80%, Ir 20%	0,00085	32	800	38	medie	medie	

* În aer

În ultimul deceniu, s-a introdus un nou tip de traductor: firul este înlocuit printr-o peliculă, în general de platină, cu o grosime de circa 1 000 Å, depusă pe un suport de sticlă sau cuarț (fig. 11.8, *a*).

Traductoarele cu peliculă oferă cîteva avantaje importante în comparație cu traductoarele cu fir: 1) sînt mai puțin susceptibile la murdărire și se pot curăța mai ușor; 2) conducția căldurii spre suporturi este mai redusă, ceea ce permite micșorarea lungimii traductorului; 3) oferă flexibilitate mai mare în alegerea formei constructive; se realizează suporturi cu formă conică, de pană (fig. 11.8, *b*) etc. cu rezistență mecanică sporită. Traductoarele cu fir își păstrează însă superioritatea pentru utilizarea în care se impune o valoare ridicată a coeficientului de temperatură al rezistenței, și un răspuns în frecvență cît mai bun.

Traductoarele cu fir obișnuite pot fi utilizate pînă la temperaturi maxime de 650 ... 800°C (v. tab. 11.1), iar traductoarele cu peliculă pînă la circa 400°C.

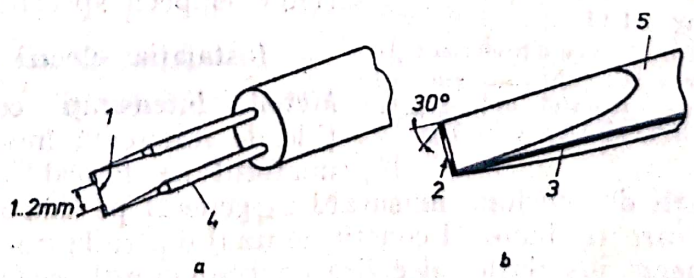


Fig. 11.8

1 — film de platină placat cu aluminiu, pe tijă de sticlă Ø 0,05 mm; *2* — film de platină placat cu aluminiu, 0,1 mm × 1 mm; *3* — film de aur; *4* — suport de oțel inoxidabil; *5* — suport de cuarț Ø 1,5 mm.

Scanned with OKEN Scanner

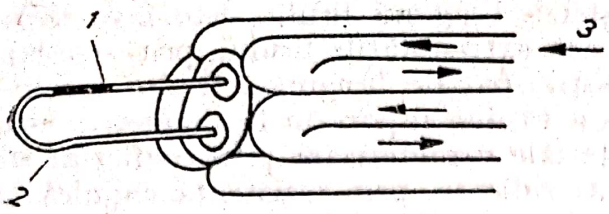


Fig. 11.9

1 – film de platină placat cu aur, de 1,5 mm; *2* – suport de sticlă Ø 0,5 mm; *3* – apă de răcire.

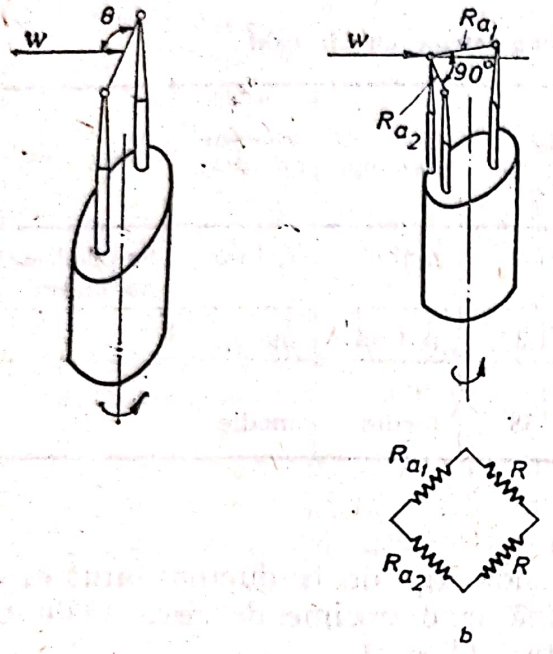


Fig. 11.10

w_{ef}^2 – viteza efectivă la răcirea firului;
$w_{ef}^2 = w^2(\sin^2\theta + k\cos^2\theta)$; pentru $25° < \theta < 90°$, $w_{ef} \approx w \sin\theta$.

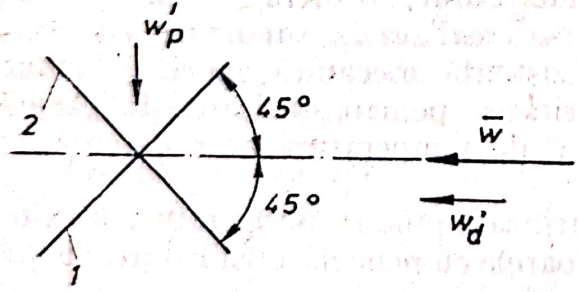


Fig. 11.11

1 – firul *A* (tensiunea U_A); *2* – firul *B* (tensiunea U_B); w'_d – fluctuații turbulente în direcția de curgere, $w_d = 0{,}5\,(U_A + U_B)$; w'_p – fluctuații turbulente în direcția perpendiculară, $w'_p = 0{,}5\,(U_A - U_B)$.

Pentru măsurări la temperaturi înalte, se construiesc în prezent și sonde răcite, cu traductoare cu peliculă (fig. 11.9), concepute să reziste la o temperatură ambiantă pînă la 3 500°C, în condiții de transfer de căldură corespunzătoare unei viteze de 150 m/s la 1 daN/cm².

O altă categorie de sonde anemometrice sînt prevăzute cu mai multe fire, pentru determinarea direcției vitezei. După datele experimentale traductorul cu un singur fir este sensibil la componenta vitezei după perpendiculara pe fir, $w \sin\theta$, pentru $\theta = 90° \ldots 25°$ (fig. 11.10, *a*). Direcția vectorului viteză (în plan) se poate determina rotind sonda pînă cînd traductorul transmite semnalul electric maxim. O precizie superioară se atinge însă cu o sondă cu două fire perpendiculare, și care sînt legate ca brațe alăturate ale punții de măsurare (fig. 11.10, *b*). În poziția sondei în care semnalul rezultant transmis de punte este nul, vectorul viteză este dirijat după bisectoarea unghiului dintre fire. Sondele anemometrice cu două și trei fire perpendiculare între ele se folosesc de asemenea la măsurarea turbulenței după două și trei direcții (fig. 11.11).

În general, anemometrul cu fir cald sau peliculă caldă este etalonat în tunele aerodinamice, cu fluide de presiune și temperatură practic constante. Particulele care se depun pe firul sau pelicula traductorului în timpul măsurării modifică funcționarea traductorului. De aceea traductorul se curăță periodic cu perii speciale, și se retarează.

Instalația electrică de măsurare

Metoda intensității constante. Variațiile de rezistență înregistrate de traductorul cu fir cald se transmit sub formă de variații de tensiune măsurate în general pe diagonala unei punți Wheatstone în care traductorul constituie unul dintre brațe. În figura 11.12 se prezintă schema instalației electrice cu traductorul anemometric montat în punte, pentru măsurarea prin metoda intensității constante. Curentul în traductor este menținut cvasiconstant în timpul funcționării cu ajutorul unei rezistențe cu valoare foarte mare, montată în serie cu traductorul. Tensiunea

Scanned with OKEN Scanner

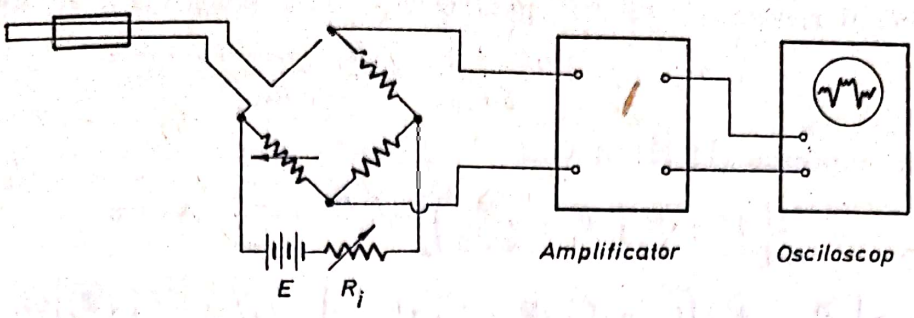


Fig. 11.12

de alimentare a punții este reglată convenabil pentru ca traductorul să funcționeze la o temperatură potrivită în fluidul cercetat. Considerînd puntea inițial echilibrată, o modificare a vitezei de curgere antrenează o modificare corespunzătoare a transferului de căldură și temperatura, deci și rezistența firului traductorului, se schimbă. Intensitatea curentului fiind constantă, căderea de tensiune la bornele traductorului variază proporțional cu rezistența. Tensiunea de dezechilibru este amplificată la niveluri convenabile pentru măsurare sau înregistrare.

Întrucît anemometrul cu fir sau peliculă este utilizat, în general, pentru măsurări în regim turbulent, este de prim interes să se analizeze posibilitățile oferite de schema considerată. Concluzii interesante se pot obține analizînd numai influența inerției termice a traductorului asupra răspunsului său dinamic; o analiză completă ar trebui să includă însă și influența efectului de răcire pe care îl introduc suporții firului sau peliculei, ca și influența neuniformității distribuției vitezei în lungul firului.

Se consideră că viteza fluidului w înregistrează fluctuații rapide w' în jurul valorii medii $\overline{w}$ (fig. 11.13); în mod corespunzător variază rezistența traductorului

$$w = \overline{w} + w', \quad R_a = \overline{R}_a + r_a.$$

În continuare se exprimă legea conservării energiei pentru traductorul anemometric.

Energia electrică produsă într-un interval elementar de timp dt este.

$$I^2 R_a \, dt = I^2(\overline{R}_a + r_a)\, dt. \tag{11.11}$$

Energia elementară transferată prin convecție este

$$k\alpha\pi dl(T_a - T_g)\, dt, \tag{11.12}$$

unde k este un factor de transformare. În baza relației (11.3), se poate scrie

$$\alpha = \frac{\lambda}{d}(A + B\sqrt{\mathrm{Re}}) = A' + B'\sqrt{w}, \tag{11.13}$$

respectiv

$$\alpha = A' + B'\sqrt{\overline{w} + w'} \approx$$

$$\approx A' + B'\left(\sqrt{\overline{w}} + \frac{w'}{2\sqrt{\overline{w}}}\right). \tag{11.14}$$

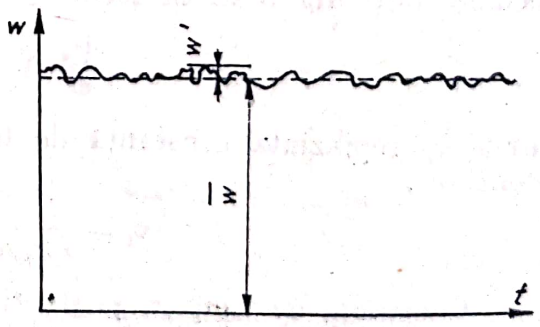


Fig. 11.13

Aplicînd relaţia (11.8) atît pentru T_a cît şi pentru T_g, se obţine

$$T_a - T_g = \frac{R_a - R_g}{a R_{a0}} = \frac{\bar{R}_a + r_a - R_g}{a R_{a0}} \tag{11.15}$$

astfel că expresia (11.12) devine

$$k\left[A' + B'\left(\sqrt{\bar{w}} + \frac{w'}{2\sqrt{\bar{w}}}\right)\right]\pi dl \frac{\bar{R}_a + r_a - R_g}{a R_{a0}} \mathrm{d}t \approx$$

$$\approx\left[(\bar{R}_a - R_g)\left(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}} + C_1'\sqrt{\bar{w}}\frac{w'}{2\bar{w}}\right) + r_a(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}})\right]\mathrm{d}t, \tag{11.16}$$

în care

$$C_0' = k\frac{\pi dl}{a R_{a0}} A', \quad C_1' = k\frac{\pi dl}{a R_{a0}} B'. \tag{11.17}$$

Energia elementară acumulată în fir este

$$k m_a c_a \, \mathrm{d}T_a, \tag{11.18}$$

unde m_a şi C_a sînt masa şi respectiv căldura specifică a firului anemometrului. În baza relaţiei (11.15), $\mathrm{d}T_a = \mathrm{d}r_a / a R_{a0}$ şi expresia (11.18) se transformă în

$$k\frac{m_a c_a}{a R_{a0}} \mathrm{d}r_a. \tag{11.19}$$

Ecuaţia generală de conservare a energiei se exprimă utilizînd expresiile (11.11), (11.16) şi (11.19):

$$I^2(\bar{R}_a + r_a)\,\mathrm{d}t - (\bar{R}_a - R_g)\left(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}} + C_1'\sqrt{\bar{w}}\frac{w'}{2\bar{w}}\right)\mathrm{d}t -$$

$$- r_a(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}})\,\mathrm{d}t = k\frac{m_a c_a}{a R_{a0}}\mathrm{d}r_a. \tag{11.20}$$

În condiţii statice firul se află în echilibru termic (nu se acumulează căldură), prin urmare

$$I^2\bar{R}_a - (\bar{R}_a - R_g)(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}}) = 0. \tag{11.21}$$

În consecinţă, ecuaţia (11.20) se poate simplifica:

$$k\frac{m_a c_a}{a R_{a0}}\frac{\mathrm{d}r_a}{\mathrm{d}t} + (C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}} - I^2)\, r_a = -(\bar{R}_a - R_g)\, C_1'\sqrt{\bar{w}}\frac{w'}{2\bar{w}}, \tag{11.22}$$

ecuaţia obţinută fiind de forma

$$\frac{\mathrm{d}r_a}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{\tau_I} r_a = \varphi(t), \tag{11.23}$$

unde τ_I reprezintă constanta de timp corespunzătoare metodei curentului constant,

$$\tau_I = \frac{k m_a c_a}{a R_{a0}(C_0' + C_1'\sqrt{\bar{w}} - I^2)}. \tag{11.24}$$

Constanta de timp τ_I poate fi coborîtă practic pînă la circa $1 \cdot 10^{-3}$ s, ceea ce limitează frecvenţa maximă a variaţiilor de viteză măsurate la

Scanned with OKEN Scanner

circa 160 Hz. Se mai constată că constanta τ_t variază cu regimul de curgere (viteza medie $\bar{w}$).

Comportarea dinamică a traductorului poate fi corectată prin adaptarea în instalaţia electrică de măsurare a unui circuit de compensare dinamică, de tip $R—C$ (fig. 11.14); un circuit de acest tip permite lărgirea benzii de frecvenţe pînă la circa 100 kHz. Dificultatea principală la compensare rezultă din caracterul variabil al constantei τ_t, în funcţie de regimul de curgere. Prin urmare este necesar un compensator reglabil.

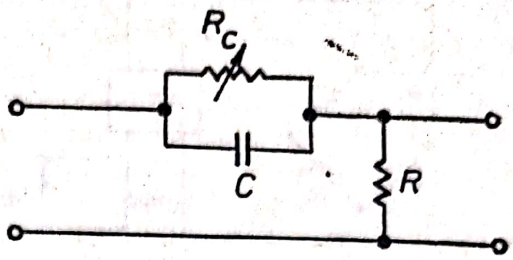


Fig. 11.14

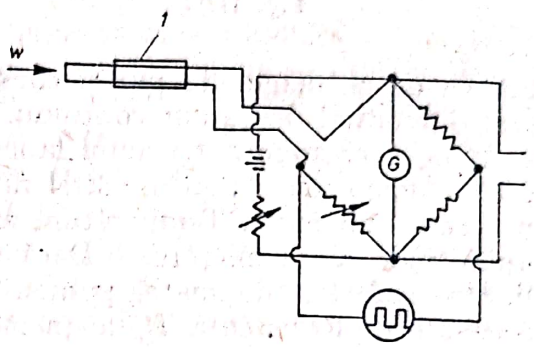


Fig. 11.15

1 — traductorul anemometric cu fir cald.

Pentru reglarea corectă a circuitului de compensare după regimul de curgere cercetat, se utilizează frecvent metoda undelor pătrate, aplicată la puntea alimentată cu curent continuu şi alternativ (fig. 11.15). Este demonstrat că semnalul de tensiune la ieşirea din punte, corespunzător semnalului de intrare curent—undă pătrată, în traductor are aceeaşi constantă τ_t ca şi semnalul de tensiune corespunzător vitezei de curgere, care se măsoară. Prin urmare, un reglaj corect efectuat pentru semnalul undă pătrată, traductorul anemometric funcţionînd la regimul de curgere $\bar{w}$ din timpul măsurării, asigură în mod implicit reglajul corect pentru semnalul viteză de curgere. Corectitudinea reglajului (gradului de compensare) se verifică după alura înregistrării semnalului de ieşire din instalaţie (fig. 11.16).

Necesitatea efectuării reglajului la fiecare regim mediu de curgere constituie un dezavantaj însemnat al metodei intensităţii constante, utilizarea sa fiind indicată din această cauză numai în cazurile cînd nu intervine schimbarea frecventă a regimului de curgere şi dacă fluctuaţiile vitezei sînt mici comparativ cu viteza medie ($\bar{w}'/\bar{w}$ sub circa 5%).

Metoda temperaturii constante. Principalul dezavantaj al metodei intensităţii constante poate fi evitat printr-un sistem de echilibrare automată a punţii de măsurare, care asigură funcţionarea anemometrului la tempe-

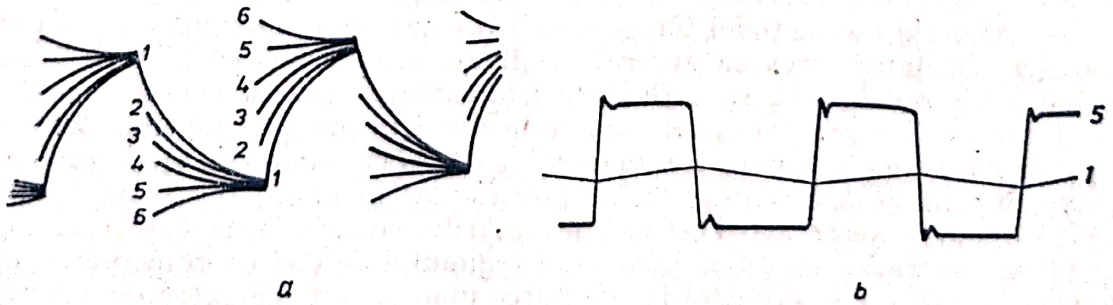


Fig. 11.16

a — frecvenţa undei pătrate 500 Hz; *b* — frecvenţa undei pătrate 5 000 Hz; *1* — necompensat; *2* — compensat 25%; *3* — compensat 50%; *4* — compensat 75%; *5* — compensat complet; *6* — supracompensat 25%.

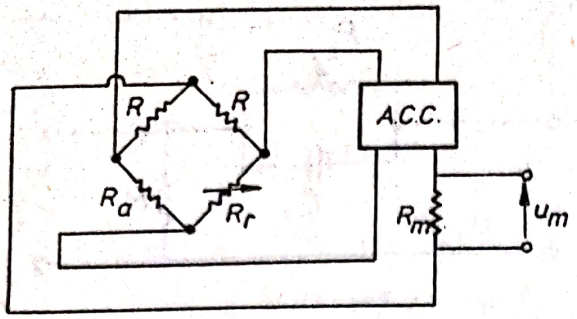


Fig. 11.17

ratură constantă. Micile variații de temperatură și rezistență electrică ale traductorului anemometric datorită pulsațiilor turbulente sînt compensate automat prin variația curentului din traductor. În figura 11.17 se prezintă o schemă de principiu care aplică metoda temperaturii constante. O creștere a vitezei de curgere, care tinde să răcească traductorul anemometrului, antrenează scăderea rezistenței și puntea se dezechilibrează. Tensiunea de dezechilibru de pe diagonala punții constituie semnalul de intrare în amplificatorul diferențial de curent continuu. Prin descreșterea semnalului de intrare se obține o creștere a tensiunii la ieșirea din amplificator, care se aplică pe cealaltă diagonală a punții, astfel că prin rezistența anemometrului va trece un curent mai mare. Temperatura anemometrului se mărește și dezechilibrul punții tinde să se micșoreze. Dacă amplificatorul are un coeficient de amplificare suficient de mare, puntea se menține în condiții foarte apropiate de echilibru. Rezistența R_a a anemometrului va fi foarte apropiată de rezistența reglabilă R_r.

Semnalul de măsurat este format de căderea de tensiune U_m în rezistența R_m. Întrucît potrivit relației (11.9), I^2 variază proporțional cu $w^{0,5}$ și tensiunea de ieșire U_m este la rîndul său proporțională cu I, rezultă că la orice regim staționar de curgere, $U_m \sim w^{0,25}$. Fluctuațiile rapide de viteză, din cauza raportului limitat de amplificare, sînt urmărite însă de tensiunea U_m cu o anumită întîrziere.

Comportarea dinamică a termoanemometrului în condițiile de funcționare la temperatură constantă se poate preciza, ca și în cazul anterior, prin exprimarea ecuației de conservare a energiei. Constanta de timp corespunzătoare:

$$\tau_T = \frac{\tau_I}{1 + 2g\bar{R}_a(\bar{R}_a - R_g)/R_g} \qquad (11.25)$$

este mult mai mică decît în cazul intensității constante, τ_I. De exemplu, pentru $R_a/R_g = 2$, $R_a = 5\ \Omega$ și constanta $g = 10\ \Omega^{-1}$, $\tau_T = \tau_I/100$ [7]. În consecință, se poate asigura banda de frecvențe a răspunsului sistemului, necesară măsurărilor obișnuite de turbulență, grație sistemului cu reacție din instalație [1].

Continuînd comparația dintre cele două metode de măsurare, se constată și alte avantaje ale metodei temperaturii constante: 1) funcționarea la temperatură constantă previne arderea traductorului anemometric la scăderea bruscă a vitezei de curgere a fluidului; la funcționarea cu curent constant, instalația trebuie prevăzută cu un sistem de siguranță; 2) sistemul intensității constante nu se aplică traductoarelor cu peliculă datorită răspunsului în frecvență complicat, care împiedică compensarea dinamică; 3) metoda temperaturii constante este mai potrivită măsurărilor în lichide, în care variațiile de viteză determină modificări mari ale regimului de răcire; 4) metoda temperaturii constante se pretează la adaptarea unui circuit generator de funcție,

[1] De exemplu, o bandă utilă pînă la 50 kHz, la $\bar{w} = 100$ m/s, cu atenuare sub 3 dB.

Scanned with OKEN Scanner

care asigură liniarizarea răspunsului instalației ($U \sim w$)*; 5) metoda temperaturii constante permite compensarea efectului variațiilor de temperatură ale fluidului.

Dificultatea realizării unor amplificatoare de c.c. suficient de puternice, cu funcționare stabilă, pe care le pretinde metoda temperaturii constante, este în prezent depășită. De asemenea realizările cele mai recente de sisteme la temperatură constantă sînt comparabile și uneori superioare performanțelor maxime ale sistemelor la intensitate constantă sub aspectul zgomotului (raportat la semnalul util), ceea ce permite utilizarea lor și pentru măsurarea fluctuațiilor foarte mici de viteză.

Compensarea efectului variației de temperatură a fluidului. Dacă măsurările se efectuează în condiții de temperatură a fluidului diferite de cele de etalonare, sau dacă parametrii de stare a gazului variază în timpul măsurărilor, trebuie să se ia în considerare influența temperaturii asupra rezultatelor măsurării. Există mai multe modalități pentru corecția de temperatură.

Cea mai simplă metodă constă în măsurarea mărimii instantanee a parametrilor de stare a gazului, ca și a temperaturii suportului traductorului, de care depind condițiile termice de funcționare a traductorului. Pentru măsurarea temperaturii gazului se folosește un termometru cu rezistență, de construcție identică cu a traductorului anemometric (v. § 12.2.2), sau însăși traductorul anemometric, funcționînd alternativ ca anemometru și termometru.

Există și metode de compensare automată a influenței temperaturii. Spre exemplu, se folosește un al doilea traductor, de rezistență și coeficient de rezistență adecvate, legat în punte în opoziție cu traductorul anemometric și plasat în curent lîngă acesta. Variația concomitentă a rezistenței celor două traductoare cu temperatura asigură independența semnalului de tensiune al punții față de temperatură într-un anumit domeniu de funcționare.

Utilizarea anemometrului cu fir cald la cercetări în motoare cu ardere internă. Metoda anemometrului cu fir cald găsește o aplicație caracteristică în cercetarea mișcărilor nestaționare ale încărcăturii cilindrului din motoarele cu ardere internă. Importanța acestor cercetări pentru definirea geometriei optime a camerei de ardere și a galeriei și porții supapei de admisiune decurge din influența cunoscută a mișcării încărcăturii asupra proceselor formării amestecului și arderii. Cercetările au fost conduse în general pe modele de cilindru, cu aer sau apă în regim staționar de curgere, sau în condiții reale de funcționare, cu regim de curgere nestaționară, în motoare cu funcționare independentă sau cu antrenare (fig. 11.18). Metoda anemometrului cu fir cald este preferată aproape în toate cercetările efectuate în motorul real, deoarece oferă avantaje esențiale: răspuns rapid la variațiile vitezei de curgere, sensibilitate ridicată și o bună rezoluție spațială, fără perturbații locale importante ale regimului de curgere. După evaluările unor autori, erorile maxime la determinarea vitezei sînt de ordinul 10 ... 25%. Experiențele se efectuează în regim de antrenare a motorului, pentru limitarea temperaturii maxime a gazelor, și în regim de funcționare la temperatură constantă a firului anemometrului, care este preferabil din cauza variațiilor ample și rapide de

* Sistemul generează un semnal de tensiune egal cu puterea a patra a semnalului de intrare.

Scanned with OKEN Scanner

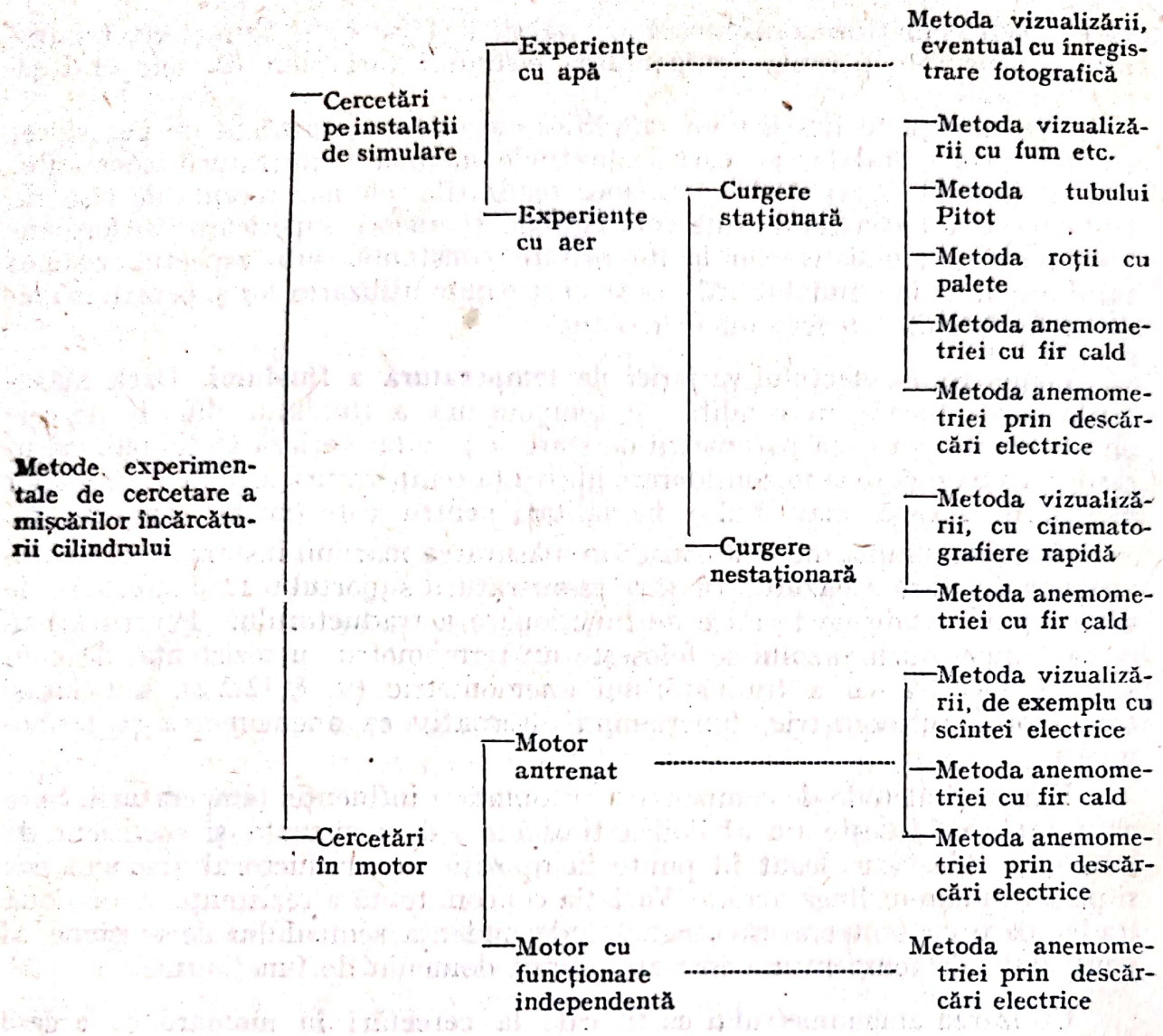


Fig. 11.18

viteză înregistrate în cursul unui ciclu; utilizînd un fir de platină-iridiu, care suportă o temperatură de funcționare de 700 ... 750°C, se pot efectua cercetări în regim de antrenare, în motoare cu raport de compresiune pînă la 15 ... 16.

Condițiile de utilizare în cilindrul motorului introduc dificultăți specifice. După cum se știe, temperatura de funcționare a firului anemometrului depinde de viteza curentului, de temperatura și presiunea gazului, la care se adaugă temperatura suportului firului, care controlează transferul de căldură prin conductivitate în lungul firului. Etalonarea anemometrului se face în condiții de temperatură și presiune constantă a gazului, la care și temperatura suportului firului este evident, tot constantă, și practic egală cu temperatura gazului. În consecință, rezultatele măsurării, efectuate în condițiile reale din cilindru, trebuie prelucrate în funcție de valorile instantanee măsurate ale temperaturii și presiunii gazelor, și temperaturii suportului, pe baza ecuației care exprimă echilibrul termic al firului în condiții dinamice și a datelor de etalonare. În acest sens, simultan cu măsurarea cu anemometrul cu fir, se măsoară temperatura gazului (în general cu un termometru cu rezistență), temperatura

Scanned with OKEN Scanner

suportului (cu un termocuplu) și presiunea gazului [1]; cealaltă alternativă constă în calculul parametrilor gazului, admițînd o evoluție politropă (9). Recent s-a propus și o altă metodă de lucru, cu două grupe de măsurări efectuate succesiv la două temperaturi diferite de funcționare a firului, prin care se elimină necesitatea corecției impuse de variația temperaturii gazului [17]. Temperatura suportului firului și rezistența electrică a firului se mențin practic constante în timpul unui ciclu de funcționare a motorului cu ajutorul unui sistem de răcire cu apă a sondei anemometrice sau, mai simplu, printr-o construcție specială care îi conferă o mare inerție termică.

Orientarea corectă a firului anemometrului, perpendicular pe direcția vectorului viteză, creează noi dificultăți în cilindrul motorului, unde direcțiile curenților sînt în general necunoscute. În general se procedează prin încercări, căutîndu-se poziția pentru care semnalul transmis de traductor este maxim.

În sfîrșit, ruperea frecventă a firului cald în cilindrul motorului, provocată de picăturile de ulei sau particulele de praf, constituie un dezavantaj serios al metodei.

Cu ajutorul anemometrului cu fir cald, s-au făcut determinări ale vitezei curenților în poarta supapei și în cilindru în timpul cursei de admisiune, și ale cîmpului de viteze din cursele de compresiune și destindere. Pentru măsurarea vitezei în planul axei cilindrului, sonda anemometrică cu fir cald a fost fixată în chiulasă, la diferite adîncimi în cilindru, iar în piston s-au executat orificii în care să plonjeze sonda [9]. Într-o altă lucrare s-au efectuat măsurări pe întreaga cursă a pistonului, în imediata vecinătate a capului, cu ajutorul unei sonde cu mișcare alternativă, comandată din exteriorul cilindrului printr-un mecanism cu cremalieră [2]. În figura 11.19 se prezintă un exemplu de înregistrare a vitezei încărcăturii într-un punct al cilindrului, pe un ciclu, împreună cu presiunea și temperatura din cilindru [1]. Metoda anemometriei cu fir cald a fost aplicată și pentru măsurarea turbulenței în cilindru [16].

11.1.2.2. **Metoda anemometriei prin descărcări electrice.** Caracteristica tensiune-intensitate a descărcării electrice dintre doi electrozi de formă dată, și plasați la o anumită distanță, depinde de natura gazului, de presiune, temperatură, umiditate și de viteză. Ultima dependență constituie baza unei metode de măsurare a vitezei gazelor. Descărcarea electrică se produce la

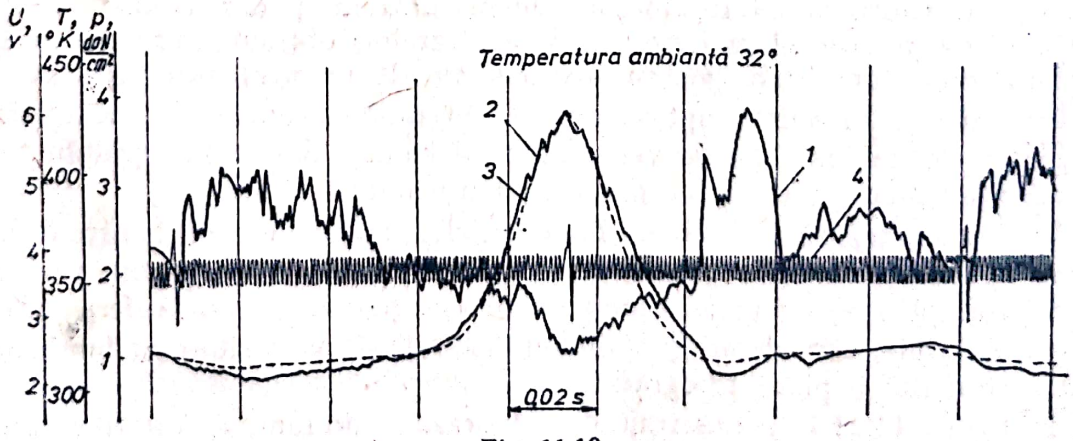


Fig. 11.19

1 — semnalul anemometrului; *2* — semnalul de temperatură; *3* — semnalul de presiune; *4* — baza de timp.

Scanned with OKEN Scanner

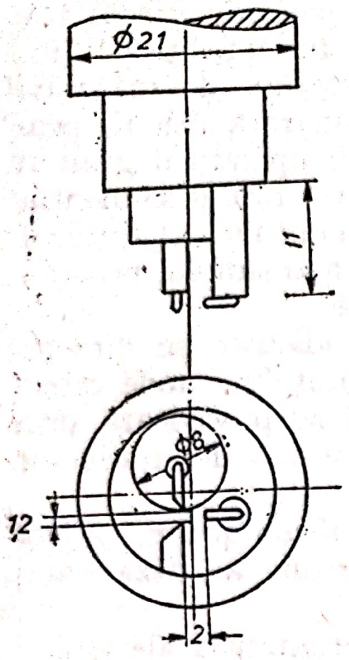


Fig. 11.20

curenți de cîțiva μA și tensiuni de zeci de kV (tip corona), sau la curenți de cîțiva mA și tensiuni de cîteva sute de V (descărcare cu pîlpîire). Metoda se remarcă printr-o mare sensibilitate. Astfel, la măsurări efectuate în regimul cu pîlpîire, s-a obținut o variație de 1V la 1 m/s; prin anemometrie cu fir, la o variație a vitezei de 1 m/s se obține un semnal de ordinul 10^{-2} V. Frecvența limită a pulsațiilor turbulente măsurate este de circa 100 kHz [7].

Metoda descărcărilor electrice a fost aplicată și într-o variantă diferită. În general, după ce se produce o descărcare electrică de tip capacitiv într-un curent de gaz, norul de ioni se deplasează în aval, iar descărcarea inductivă care urmează se produce tot prin spațiul cu densitate ridicată de ioni. Dacă se plasează o sondă în aval față de electrozii de descărcare (fig. 11.20) în momentul în care drumul descărcării inductive ajunge la sondă, o parte din curentul de descărcare va trece prin sondă și tensiunea la sondă marchează un salt. Măsurînd intervalul de timp τ dintre momentul declanșării scînteii la electrozi și pînă cînd se produce saltul de tensiune la sondă, se poate determina viteza de curgere w pe baza relației liniare dintre w și $1/\tau$, stabilită prin etalonare în condiții staționare de curgere.

11.1.3. Metode optice de cercetare a curgerii

În numeroase probleme complicate de dinamica fluidelor în care caracterizarea curgerii prin măsurări locale de viteză, presiune și temperatură implică dificultăți și incertitudini, metodele optice oferă un instrument de cercetare indispensabil. Prin vizualizarea curgerii se pot obține informații cel puțin de ordin calitativ, iar în multe cazuri și informații cantitative precise. Aplicarea metodelor optice nu introduce în mod normal perturbații locale ale curgerii, eliminîndu-se astfel un factor de incertitudine caracteristic pentru celelalte metode de măsurare a parametrilor fluidului. Interpretarea în general mai simplă a rezultatelor obținute prin metodele de vizualizare constituie pentru acestea un alt avantaj caracteristic.

În general, metodele optice au ca premisă neomogenitatea optică a fluidului, determinată fie de variațiile de densitate din masa fluidului, fie de prezența unor particule, luminoase sau iluminate.

În prima categorie se plasează metodele clasice de cercetare, bazate pe un principiu comun: variațiile de densitate ale fluidului se manifestă prin variații ale indicelui local de refracție. Lumina care traversează fluidul suferă astfel deviații variabile, care determină diferențe locale de intensitate a iluminării pe un ecran sau o placă fotografică.

În figura 11.21 este ilustrată deviația razelor de lumină care trec printr-un fluid. În absența gradienților de densitate, o rază de lumină ar fi atins

Scanned with OKEN Scanner

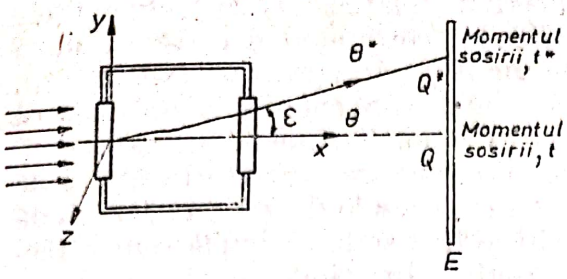


Fig. 11.21

ecranul în punctul Q, după timpul t și urmînd direcția θ; datorită gradienților de densitate raza va ajunge în realitate în Q^*, după timpul t^* și urmînd o direcție θ^*. Imaginea formată pe ecranul E înregistrează, în funcție de sistemul optic intercalat între sursa luminoasă și ecran, fie deplasarea $Q \to Q^*$, fie deviația $\varepsilon = \theta^* - \theta$, fie diferența de fază $\tau = t^* - t$. Se demonstrează că pentru gradienți de densitate suficient de mici, deviația unghiulară ε este proporțională cu gradientul de densitate,

$$\varepsilon = \frac{l}{n_1}\left(\frac{\partial n}{\partial y}\right)_{y_1} = \frac{lK}{n_1}\left(\frac{\partial \rho}{\partial y}\right)_{y_1}, \qquad (11.26)$$

unde l este lățimea cîmpului fluidului, n — indicele local de refracție, ρ — densitatea. Între densitate și indicele de refracție a unui gaz există relația

$$n - 1 = K\rho, \qquad (11.27)$$

unde K este o constantă la o lungime de undă dată și pentru un gaz anumit, pe o gamă largă de presiuni. Din relația (11.26) se observă că deviația înregistrată ε este o măsură a variațiilor de densitate, integrate după coordonata x. Imaginea obținută pe ecran exprimă deci variațiile locale de densitate după direcțiile y și z, și variațiile medii de densitate după direcția x.

Metodele din a doua categorie utilizează trasori luminoși de diferite tipuri, ale căror traiectorii se pot înregistra fotografic. Prin înregistrări fotografice succesive, la intervale de timp suficient de reduse, se pot determina de asemenea vitezele locale de curgere. După natura trasorilor luminoși folosiți, metodele din această categorie sînt adecvate pentru studiul deplasării lichidelor sau gazelor.

11.1.3.1. **Metodele optice de măsurare și vizualizare. Metoda umbrelor.** Dacă neomogenitatea din masa gazului este expusă direct unui fascicul luminos, imaginea care se obține pe un ecran va cuprinde zone luminoase și umbrite, determinate de deplasări de tipul $Q \to Q^*$. Modul în care se formează imaginea după metoda umbrelor este ilustrat de figura 11.22. Razele de lumină care traversează fluidul își păstrează paralelismul dacă deviația ε (gradientul indicelui de refracție $\partial n/\partial y$) este constantă după direcția y, iar ecranul este luminat uniform. Dacă însă $\partial n/\partial y$ variază ($\partial^2 n/\partial y^2 \neq 0$), razele de lumină sînt deviate inegal și se adună în fascicule care vor forma zone luminoase pe ecran; între aceste zone rezultă zonele umbrite. Variația de iluminare între aceste zone ΔI este proporțională prin urmare cu deviația relativă a razelor $d\varepsilon/dy$, sau

$$\Delta I = k\frac{\partial^2 \rho}{\partial y^2}. \qquad (11.28)$$

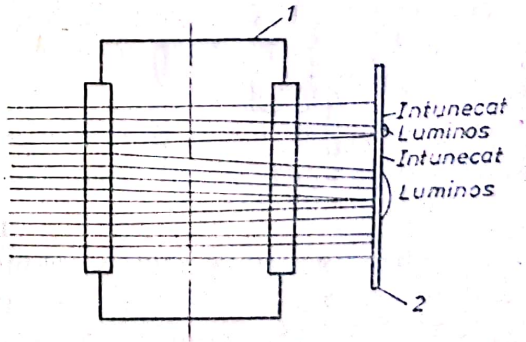
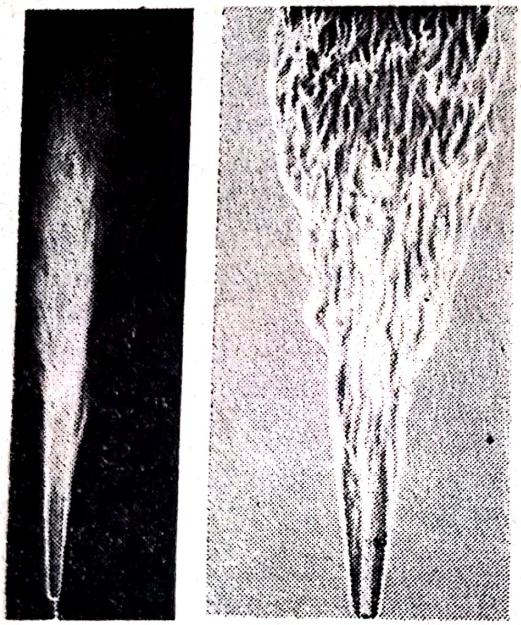


Fig. 11.22



a *b*

Fig. 11.23
a — fotografie obișnuită; *b* — fotografie obținută prin metoda umbrelor.

Potrivit relației (11.28), diferențele de iluminare corespund derivatei a doua a indicelui de refracție sau a densității, metoda fiind convenabilă astfel pentru localizarea unor fenomene în care densitatea înregistrează variații bruște (zone de turbulență, unde de șoc etc.). Metoda umbrelor este cea mai simplă dintre metodele optice. Imaginile rezultate (de ex. pentru o flacără difuziv-turbulentă în fig. 11.23) nu pot fi însă folosite pentru determinarea densităților locale.

Metoda schlieren. Un sistem optic prin care se obține o vizualizare a neomogenității densității cu diferențe de iluminare determinate de diferența $\varepsilon = \theta - \theta^*$ dintre înclinarea razelor incidente și emergente este clasificat în general ca sistem schlieren*.

În varianta reprezentată în fig. 11.24, fasciculele de raze originare în fanta *ab* sînt focalizate de lentila L_1 în planul *2* din masa fluidului cercetat. După trecerea prin lentila L_2, fasciculele se concentrează în planul *3*, unde se formează imaginea răsturnată a sursei luminoase, *b'a'*; obiectivul L_3 focalizează apoi imaginea cîmpului cercetat *cd* pe un geam mat, sau pe o peliculă fotografică. Toate fasciculele de raze emise de fanta *ab* se supra-

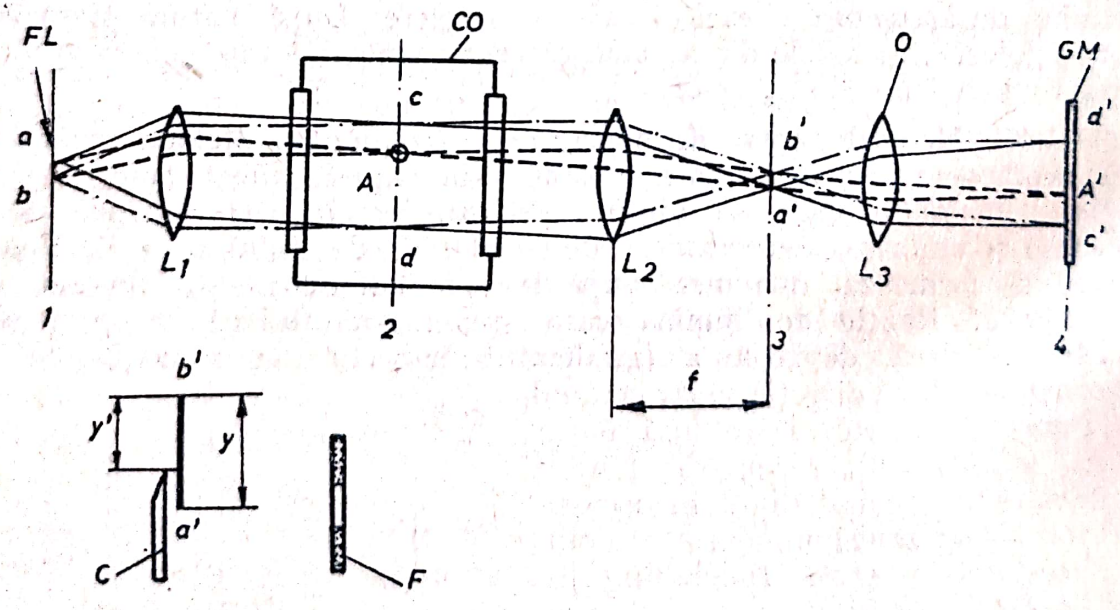


Fig. 11.24
FL — fanta luminoasă; *CO* — camera de observație; *O* — obiectiv; *GM* — geam mat (peliculă fotografică); *C* — cuțit; *F* — filtru colorat; *f* — distanță focală);

* Cuvîntul Schliere provine din limba germană și semnifică o iregularitate pe un geam.

Scanned with OKEN Scanner

pun în planul focal 2, care este uniform luminat. Dacă fluidul este omogen, ele sînt mai departe deviate egal, şi se suprapun încă o dată în planul focal 3. În consecinţă, imaginea $d'c'$ din planul 4 este uniform iluminată. Un cuţit care obturează parţial imaginea $b'a'$ va intercepta în mod egal fasciculele de lumină provenind de la toate punctele cîmpului de observaţie cd; iluminarea imaginii $d'c'$ se reduce în mod uniform, fiind proporţională cu porţiunea neinterceptată y' din imaginea $b'a'$, $I \sim y'$.

În prezenţa unor gradienţi de densitate în masa fluidului, fasciculele de raze provenind din planul 2 sînt supuse unor deviaţii inegale, astfel că nu se mai pot suprapune decît parţial pe imaginea $b'a'$. Cuţitul din faţa planului 3 va intercepta inegal fasciculele luminoase şi va reţine mai multă lumină provenind din unele puncte din planul 2 şi mai puţină lumină din alte puncte. Pe imaginea $d'c'$ apar drept urmare, zone luminoase şi întunecate. Diferenţa de iluminare între aceste zone este proporţională cu deplasarea verticală a fasciculelor luminoase în planul 3, $\Delta I \sim \Delta y$; la o deviaţie unghiulară ε în planul 2, rezultă $\Delta y = f\varepsilon$. Variaţia locală a iluminării, raportată la iluminarea generală, reprezintă contrastul C,

$$C = \frac{\Delta I}{I} = \frac{f\varepsilon}{y'} \tag{11.29}$$

sau, ţinînd seama de relaţia (11.27),

$$C = f\frac{lk}{n_1 y'}\left(\frac{\partial \rho}{\partial y}\right)_{cd}. \tag{11.30}$$

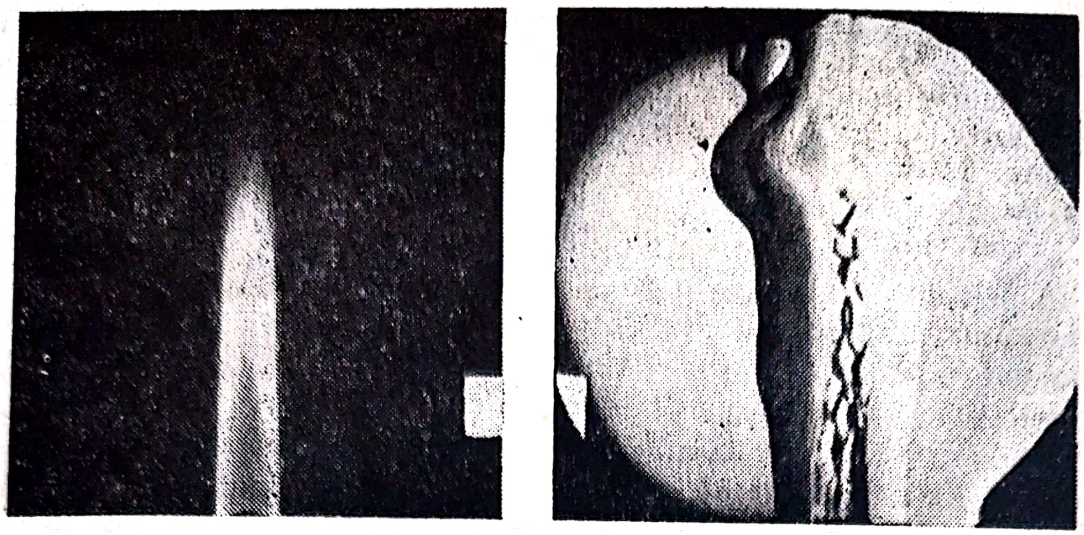
Contrastul obţinut pe ecran este proporţional cu gradientul densităţii din masa gazului. Este de remarcat că sensibilitatea se măreşte prin reducerea porţiunii neobturate din imagine, ca şi prin mărirea distanţei focale f (dacă se neglijează efectele de difracţie).

Cuţitul din figura 11.24, care sesizează deviaţia razelor după o singură direcţie, poate fi substituit printr-un filtru cenuşiu cu transparenţă variabilă liniar, care asigură o îmbunătăţire a imaginii obţinute, sau cu un filtru colorat, pentru o accentuare mai mare a contrastului. În ultimul caz, filtrul are mai multe zone colorate diferit, spre exemplu o bandă centrală îngustă, colorată în verde, şi două benzi mult mai late, colorate în roşu şi respectiv albastru. Un fluid omogen determină formarea imaginii $b'a'$ în centrul filtrului şi imaginea $d'c'$ va apare colorată uniform în verde. Dacă fasciculul provenind dintr-un punct A suferă însă o deviaţie distinctă din cauza unor neomogenităţi locale, va trece pe lîngă banda centrală verde a filtrului şi imaginea A' va apare colorată în roşu sau albastru.

În figura 11.25 se prezintă imaginea schlieren alb-negru a unei flăcări difuziv-turbulente.

Metoda interferometriei. În general, metodele optice de cercetare bazate pe interferenţa unor fascicule de lumină monocromatică defazate la trecerea prin mediul neomogen cercetat se numesc metode interferometrice. Interferometrul Mach-Zehnder, care aplică o metodă interferometrică, este un

Scanned with OKEN Scanner



a *b*

Fig. 11.25
a — fotografie obișnuită; *b* — fotografie obținută prin metoda Schlieren.

instrument optic precis de cercetare a curgerii. Schema optică a instrumentului este redată în figura 11.26. Fasciculul de lumină emis de o sursă monocromatică trece prin lentila colimator L_1 și este divizat de semioglinda SO_1 în două fascicule coerente. După ce sînt reflectate de oglinzile O_1 și respectiv O_2, cele două fascicule se reunesc la trecerea prin semioglinda SO_2 și fasciculul rezultant este proiectat pe ecranul E. Dacă drumurile optice ale celor două fascicule nu sînt egale, fie din cauza drumurilor geometrice deosebite, fie din cauza diferențelor între indicii de refracție din mediile parcurse, cele două fascicule ajung defazate la semioglinda SO_2, și pe ecran se formează franjuri alternativ luminoase și întunecate, de grosime egală, corespunzătoare unor diferențe de jumătate de lungime de undă ($\lambda/2$) între fascicule. Distanța dintre două franjuri întunecate (interfranja) corespunde unei diferențe λ.

Instrumentul se reglează convenabil prin deplasarea oglinzilor, pentru ca pe ecran să nu se formeze franjuri, dacă nu există diferențe între proprietățile optice ale mediilor străbătute de cele două fascicule. Ca urmare, franjele înregistrate în cursul măsurării reflectă numai diferențele de indice de refracție (de densitate) introduse de gazul cercetat. Diferența de drum optic între cele două fascicule este

$$\Delta L = l(n_1 - n_0), \qquad (11.31)$$

unde n_1 este indicele de refracție în planul cercetat al fluidului xy, iar n_0 — indicele de refracție de referință (fără franje). Exprimînd indicii de refracție prin densități (rel. 11.27), se obține

$$\Delta L = lK(\rho_1 - \rho_0). \qquad (11.32)$$

Numărul corespunzător de franje este

$$N = \frac{\Delta L}{\lambda} = \frac{lK}{\lambda}(\rho_1 - \rho_0). \qquad (11.33)$$

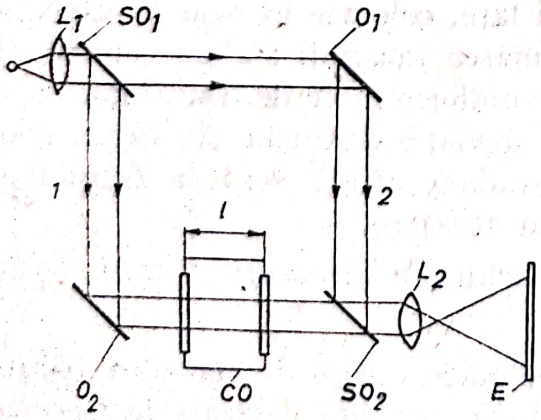


Fig. 11.26:
CO — camera de observație.

Scanned with OKEN Scanner

Cunoscînd constantele K, l şi λ, se poate determina prin urmare densitatea ρ_1 într-un punct prin care trece franja cu numărul de ordine N. În practică, determinările cantitative se fac pe baza unei interferograme obţinută pentru un cîmp de referinţă, de densitate cunoscută. Metoda este aplicată la cele mai variate cercetări din domeniul gazodinamicii. În figura 11.27 este reprodusă o imagine obţinută prin interferometrie, ilustrînd interacţiunea straturilor limită formate prin convecţie liberă pe trei cilindri orizontali încălziţi [8].

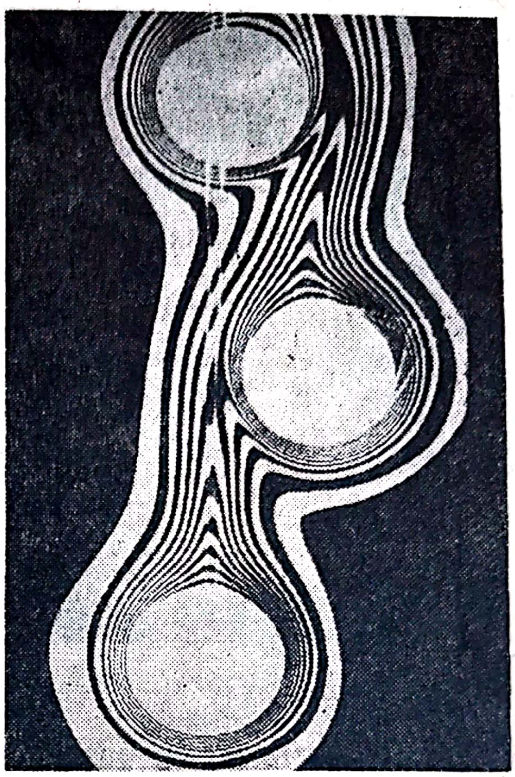


Fig. 11.27

Metoda anemometriei laser Doppler. Pentru măsurarea de precizie a vitezelor de curgere, ca şi a fluctuaţiilor turbulente de înaltă frecvenţă, a fost dezvoltată în ultimii ani anemometria laser Doppler. Schema instalaţiei este reprezentată în figura 11.28i Fasciculul laser este focalizat asupra une. mici zone din masa fluidului, care trebuie să conţină, într-o concentraţie foarte scăzută, particule care produc dispersia luminii. Prin efectul de dispersie, fasciculul se separă. Fasciculul principal traversează fluidul şi ajunge la un filtru neutru F care îi reduce intensitatea, apoi este reflectat de oglinda O pe semioglinda SO. Fasciculul secundar, format prin dispersie după axa lentilei L_2, ajunge tot la semioglinda SO şi se recombină cu primul fascicul. Rezultat din dispersia produsă de particule în mişcare, fasciculul secundar este caracterizat însă printr-o frecvenţă modificată prin efect Doppler, proporţional cu viteza de curgere. Prin urmare, cele două fascicule interferează, cu toate că drumurile lor optice sînt egale. Fasciculul rezultant ajunge la un tub fotomultiplicator. Semnalul electric obţinut este prelucrat în continuare de o instalaţie relativ complicată. La măsurările de turbulenţă, instalaţia se prevede cu un analizor de spectru, care diferenţiază viteza medie de intensitatea turbulenţei. Instalaţiile cele mai recente permit şi determinarea simultană a mai multor componente ale vitezei.

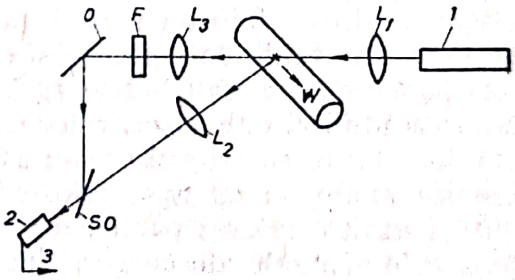


Fig. 11.28
1 — laser; *2* — tub fotomultiplicator; *3* — spre amplificator.

11.1.3.2. **Metode de vizualizare cu trasori.** Pentru vizualizarea curgerii se foloseşte o gamă variată de trasori.

Astfel, dacă se introduc într-un lichid particule foarte fine, de densitate egală cu a lichidului şi care nu se dizolvă, traiectoriile particulelor trasoare vor reproduce traiectoriile particulelor de fluid. Un sistem adecvat de iluminare permite vizualizarea particulelor. Deplasarea particulelor se poate

Scanned with OKEN Scanner

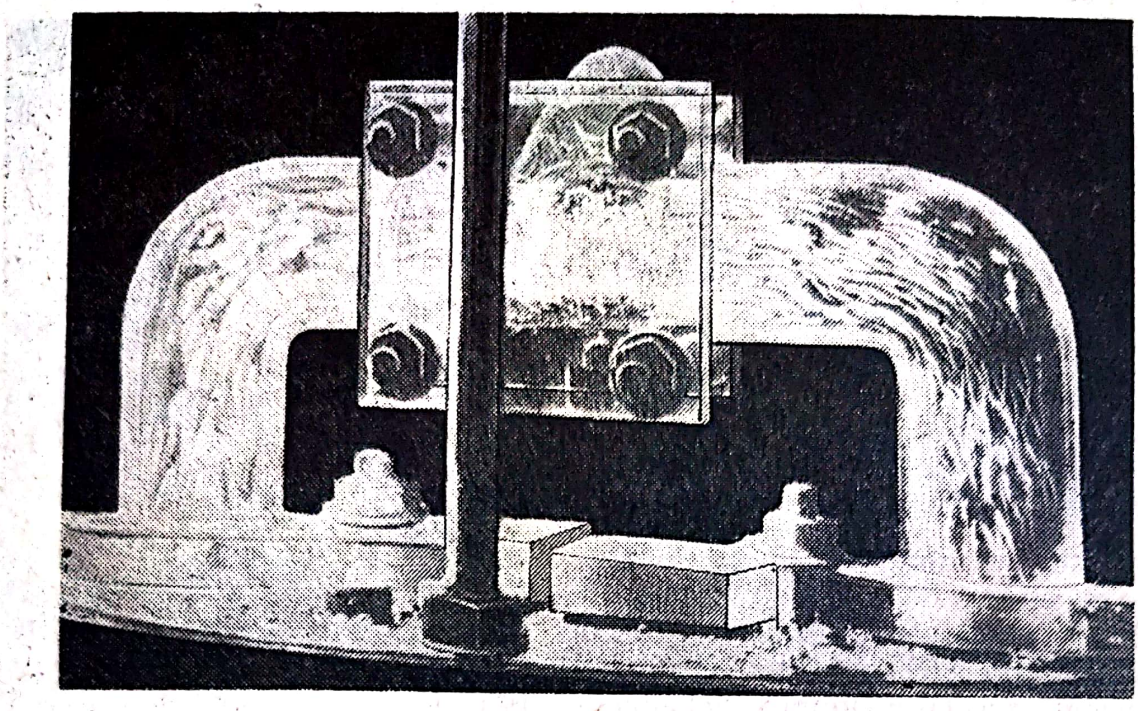


Fig. 11.29

înregistra prin fotografiere succesivă, la intervale scurte de timp. Cunoscînd timpul de expunere, se poate urmări deplasarea particulelor și componentele plane corespunzătoare ale vitezei. Prin fotografiere simultană, după două direcții perpendiculare, s-au efectuat și determinări complete ale vectorului viteză. Mai este folosită metoda adăugării unui colorant, sau a unei emulsii, de densitate egală cu a fluidului cercetat. O altă metodă folosește drept trasori bulele de aer, sau bulele de hidrogen rezultate prin electroliză, la extremitatea unui circuit electric format cu sîrmă subțire. La cercetarea formării amestecului în colectorul de admisiune al unui motor, s-a aplicat de exemplu tehnica analogiei cu apa, folosind bulele de aer ca trasori. Imaginile obținute permit corelarea particularităților constructive ale colectorului, cu caracteristicile generale ale curgerii (fig. 11.29) [4].

Pentru măsurările în gaze, se folosește fum, pulbere fină de aluminiu sau baloane mici de săpun. Diferențele sensibile de densitate între particulele trasoare și gaz introduc erori, care depind de natura și intensitatea turbulenței, ca și de dimensiunile particulelor.

Tot în această categorie trebuie considerată și metoda scînteii electrice, care utilizează plasma formată drept trasor.

11.2. MĂSURAREA DEBITULUI

Debitul instantaneu al unui fluid, volumetric (volum/timp) sau masic (masă/timp), poate fi determinat pe baza măsurărilor locale ale vitezei de curgere, efectuate la mai multe distanțe față de axa conductei, pentru definirea unei viteze medii pe secțiune. În acest scop se pot folosi toate mijloacele de măsurare prezentate anterior. Numeroase metode asigură însă simplificarea operației de măsurare a debitului, prin folosirea unor efecte

Scanned with OKEN Scanner

dependente direct de viteza de curgere medie pe secțiune. Mijloacele concepute pentru măsurarea debitului sînt numite în general *debitmetre*.

Debitul total rezultă prin integrarea debitului instantaneu în intervalul de timp considerat; la aparatele numite *contoare*, operația de integrare este realizată chiar de o parte componentă proprie.

11.2.1. Metoda reducerii secțiunii

Dispozitive cu secțiune constantă de curgere. Cea mai veche metodă de măsurare a debitului fluidelor * constă în introducerea unei secțiuni îngustate de curgere, în scopul de a se crea o diferență de presiune. În cazul unui fluid compresibil, care suferă o transformare izentropă între secțiunile *1* și *2* (fig. 11.30), cu variația presiunii statice de la p_1 la p_2, debitul volumetric este exprimat de relația

$$Q_v = \alpha A \sqrt{\frac{2k}{k-1}\frac{p_1}{\rho_1}} \sqrt{\frac{(p_2/p_1)^{2/k} - (p_2/p_1)^{(k+1)/k}}{1-\beta^4(p_2/p_1)^{2/k}}} = \alpha\varepsilon A \sqrt{\frac{2}{\rho_1}(p_1 - p_2)} \quad (11.34)$$

unde α este coeficientul de debit; A — aria secțiunii geometrice minime; β — raportul diametrelor, $\beta = d/D$; ε — coeficientul de detentă. Experimental se dovedește că coeficientul de debit α depinde de factorii constructivi și de cifra Re caracteristică regimului de curgere. Prin urmare, debitul se poate obține prin măsurarea diferenței de presiune, $p_1 - p_2$ (de exemplu cu un manometru diferențial cu tub în U) și a densității ρ_1 (presiunii p_1 și temperaturii T_1), cu condiția să se cunoască coeficientul de debit prin etalonare. Pentru fluidele incompresibile, $\varepsilon = 1$.

Din relația (11.34), reiese că dependența debitului față de diferența de presiune este neliniară, $Q_v \sim (p_1 - p_2)^{0,5}$. Întrucît mijloacele de măsurare a diferenței de presiune asigură o precizie satisfăcătoare la valori peste circa 10% din scala completă, reiese că debitele minime care se pot măsura sînt de circa 30% din debitul maxim. De asemenea, pentru efectuarea unei măsurări precise, este necesar să existe un regim staționar de curgere. Se demonstrează că în regim pulsator de curgere, debitul rezultat prin aplicarea relației (11.34) pentru $(p_1 - p_2)$ mediu, supraevaluează debitul mediu real.

Dintre mijloacele de măsurare a debitului prin strangularea curgerii, cel mai obișnuit din cauza simplității constructive, este *diafragma*. Construcția diafragmei, ca și a modului de realizare a prizelor de măsurare a presiunii, este standardizată (fig. 11.31). Pentru aceste familii constructive de diafragme, coeficientul de debit α depinde numai de cifra Re și de raportul diametrelor β (fig. 11.32); în aceste condiții coeficientul de debit se poate determina din tabele [23] cu o bună precizie, evitîndu-se etalonarea.

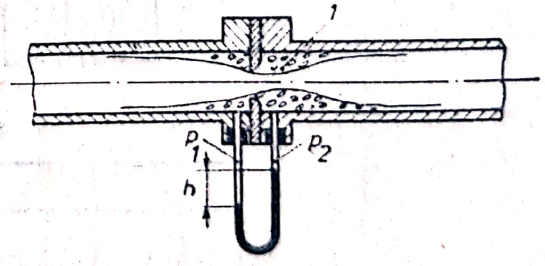


Fig. 11.30
1 — trenă turbionară.

Tot ca dispozitive de strangulare pentru măsurarea debitelor se mai folosesc *ajutaje* (fig. 11.33) și *tuburi*

* Romanii foloseau încă pe vremea lui Cezar orificiul calibrat pentru măsurarea consumului de apă.

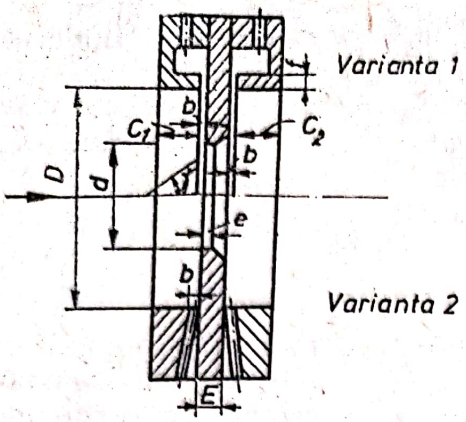
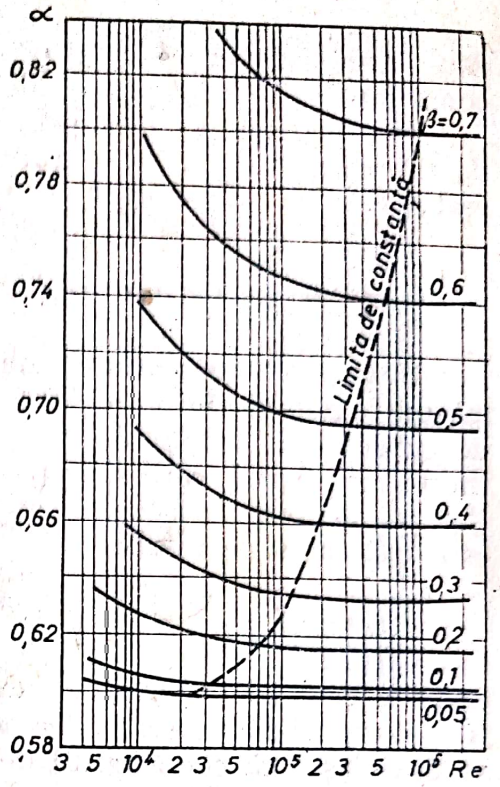


Fig. 11.31

$e = (0{,}005...0{,}02)\,D$; $E = e...0{,}05\,D$; $\gamma = 30°...45°$; $d = (0{,}1...0{,}8)\,D$; $b \leqslant 0{,}03\,D$, $(\beta \leqslant 0{,}65)$; $b \leqslant (0{,}01...0{,}02)\,D$, $(\beta > 0{,}65)$; $c_1 < 0{,}2\,D$, $c_2 > 0{,}5\,D$; $f \geqslant 2b$.



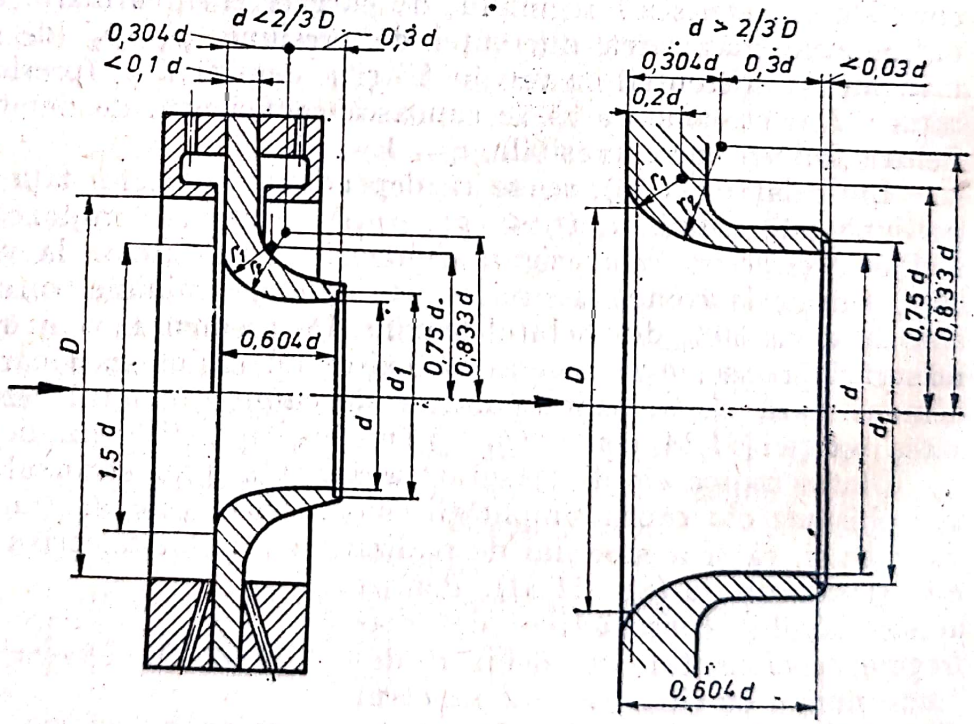


Fig. 11.32

Fig. 11.33

β	r_1	r_2
$<0{,}5$	$\frac{1}{5}d \pm 10\%$	$\frac{1}{3}d \pm 10\%$
$\geqslant 0{,}5$	$\frac{1}{5}d \pm 3\%$	$\frac{1}{3}d \pm 3\%$

Scanned with OKEN Scanner

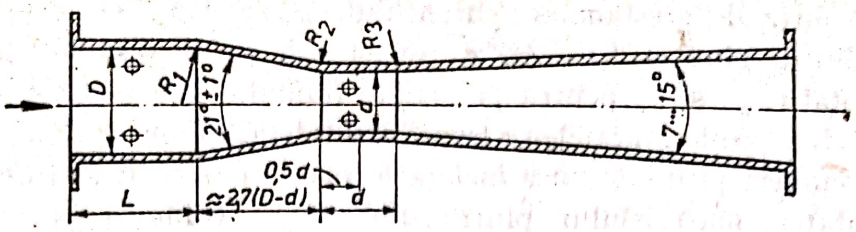


Fig. 11.34

Modul de execuție	L	R_1	R_2	R_3
Turnat	$1D$	$1{,}375\ D$	$3{,}625\ d$	$(5 \dots 15)\ d$
Uzinat	$\geq 1D$	$0 \dots 0{,}25\ D$	$0 \dots 0{,}25\ D$	$0 \dots 0{,}25\ D$
Tablă sudată	$\geq 1D$	Rezultate din sudură		

Venturi (fig. 11.34), cu forme și dimensiuni standardizate [23], [24]. În comparație cu diafragmele, ajutajele și mai cu seamă tuburile Venturi sînt caracterizate prin pierderi remanente de presiune cu mult mai mici (fig. 11.35). Coeficienții de debit sînt, pe de altă parte, mai mari.

Rotametrul. Spre deosebire de dispozitivele de strangulare cu secțiune constantă de curgere, care sînt caracterizate prin diferențe de presiune variabile, rotametrul este un debitmetru cu secțiune variabilă de curgere și diferență constantă de presiune. Debitul este determinat de poziția de echilibru a unui plutitor, în interiorul unui tub de sticlă prin care curge fluidul (fig. 11.36).

Considerînd curgerea fluidului în jurul plutitorului, echilibrul plutitorului se stabilește între următoarele forțe: 1) forța de greutate a plutitorului, $G_p = \rho_p g V_p$, și forța de presiune a curentului, $F_p = A_f p_2$, dirijate de sus

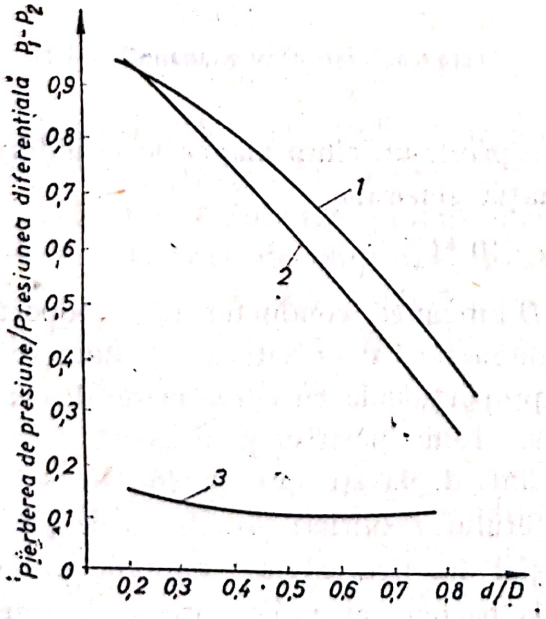


Fig. 11.35
1 — diafragmă; *2* — ajutaj; *3* — tub Venturi.

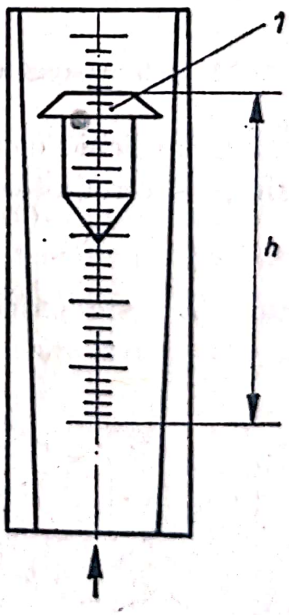


Fig. 11.36
1 — plutitor.

Scanned with OKEN Scanner

în jos; 2) forța de presiune a curentului, $F'_p = A_f p_1$, și forța de frecare a curentului de plutitor $F_f = kw^n A_l$, dirijate de jos în sus. Se adoptă următoarele notații: p_1 și p_2 pentru presiunile fluidului sub plutitor și deasupra lui, A_f și A_l — ariile suprafețelor frontală și laterală a plutitorului, w — viteza medie de curgere prin secțiunea inelară formată, k — coeficient de rezistență, ρ_l — densitatea materialului plutitorului, V_p — volumul plutitorului. În baza ecuațiilor de echilibru al forțelor, de continuitate și ecuației lui Bernoulli, și ținînd seama că diferența de presiune $p_1 - p_2$ este constantă, se obține expresia debitului [15]

$$Q = \alpha_1 K A(h), \tag{11.35}$$

cu notațiile

$$\alpha_1 = \alpha \sqrt{\frac{g(V_p\rho_p - A_f l\rho) - F_f - F_d}{gV_p(\rho_v - \rho)}}, \tag{11.36}$$

$$K = \sqrt{\frac{2gV_p(\rho_p - \rho)}{\rho A_f}}, \tag{11.37}$$

ρ — densitatea fluidului, α — coeficientul de debit, l — lungimea plutitorului, F_d — forța corespunzătoare presiunii dinamice pe plutitor, A — aria secțiunii efective de curgere pe lîngă plutitor, care este o funcție de înălțimea de ridicare h a plutitorului. Produsul $\alpha_1 K$ este constant pentru un anumit fluid, la valori ale cifrei Re suficient de mari. Profilînd tubul astfel ca secțiunea A să varieze liniar cu înălțimea h, se poate obține prin urmare o relație liniară între debitul Q și înălțimea de ridicare a plutitorului.

Aparatul se etalonează separat pentru fiecare fluid. Intervalul de măsurare este de circa 10 la 1, cu o eroare de măsurare de circa 1 ... 2% la început de scară, și 0,5 .... 0,9% la sfîrșit de scară.

11.2.2. Debitmetrul electromagnetic

Într-un lichid conductor care curge printr-un cîmp magnetic se induce o tensiune electromotoare U, după ecuația generală

$$U = BDw \cdot 10^{-8} V, \tag{11.38}$$

în care B este inducția magnetică, D-lungimea conductorului, proporțională în acest caz cu diametrul conductei, w — viteza conductorului, proporțională cu viteza medie de curgere. Ionii pozitivi și negativi formați sînt deplasați spre părțile opuse ale jetului, rezultînd distribuția de potențial din figura 11.37, limitată evident la partea din curent interioară cîmpului magnetic.

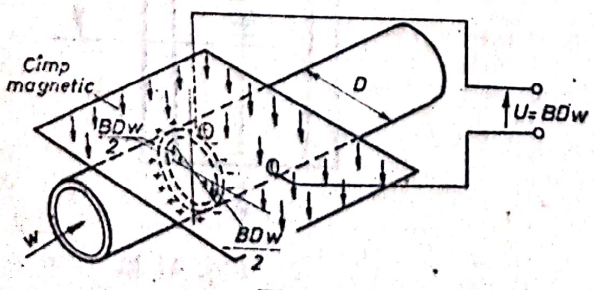


Fig. 11.37

Debitmetrele construite pe acest principiu au o conductă dintr-un material neconductor și nemagnetic, cu doi electrozi plasați la nivelul peretelui, în zona unde diferența de potențial este maximă. Cîmpul magnetic este în general alternativ, rezultînd un semnal de ieșire de tip alternativ. Debitul volumetric măsurat este independent de viscozitatea și densitatea lichidului, iar pentru distribuția vitezelor pe secțiune se impune numai condiția să fie simetrică. Răspunsul în timp al instrumentului este limitat de frecvența cîmpului. Instalația electrică a debitmetrului electromagnetic este prevăzută în general cu un servosistem cu reacție, grație căruia semnalul de ieșire devine independent față de micile variații ale densității fluxului magnetic. Debitmetrul electromagnetic se folosește mult în instalațiile de reglare automată și este fabricat și în țara noastră.

11.2.3. Debitmetrul turbină

Dependența vitezei de rotație a unei roți de turbină față de debitul de fluid care o traversează constituie principiul de măsurare al debitmetrului turbină. Prin reducerea la minimum a pierderilor (în lagăre) se realizează, pentru un fluid de anumită viscozitate, o dependentă liniară a debitului Q față de viteza de rotație n,

$$Q = K\,n, \tag{11.39}$$

pe o gamă de debite suficient de mare. Viteza de rotație se poate măsura precis prin metoda reluctanței variabile, folosind un magnet permanent fixat în roata turbinei și un traductor de tip inductiv fixat în carcasă, în planul roții.

11.2.4. Contoare volumetrice rotative

Realizate în mai multe variante constructive, contoarele volumetrice rotative funcționează în general ca motoare antrenate de curgerea fluidului. Debitul total de fluid este proporțional cu numărul de rotații ale axului rotorului în intervalul de timp pentru care se face măsurarea, înregistrat de un contor mecanic. În figura 11.38 se prezintă schema unui contor volumetric, în varianta cu rotor excentric, cu palete. Măsurările cu contoare volumetrice rotative se efectuează în regim staționar de curgere, cu o precizie de ordinul 0,5 ... 2%, și o cădere de presiune de 0,4 daN/cm² la debitul maxim.

În tabelul 11.2 se compară caracteristicile informative ale principalelor metode de măsurare a debitului fluidelor.

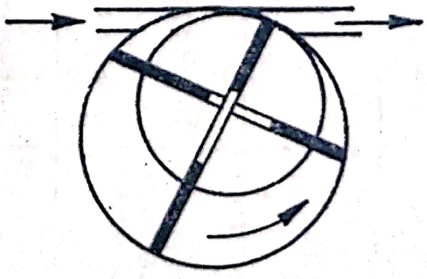


Fig. 11.38

Scanned with OKEN Scanner

Mijloace de măsurare a debitelor

Tabela 11.2

Metoda de măsurare	Mijlocul de măsurare		Domeniul de măsurare: Debitul, viteza sau diametrul conductei	Domeniul de măsurare: Presiunea maximă, [daN/cm²]	Domeniul de măsurare: Intervalul de temperatură, [°C]	Precizia, [%]	Tipul relației de dependență debit/mărime măsurată	Pierderea remanentă de presiune [daN/cm²]	Observații
Metoda explorării vitezelor locale	Tub de presiune	apă	$\leqslant 6$ m/s	—	—	±1 ... 2	neliniară	foarte mică	—
		gaze	*Mach* 1			±1 ... 3[1]			
	Anemometru cu fir cald	gaz	0,15 ... 50 m/s	—	<600	±0,1 ... 0,5[1]	neliniară[3]	foarte mică	Cost ridicat
Metoda reducerii secțiunii de curgere	Diafragmă	apă	$\geqslant 50$ mm	—	—	±0,5[1]	neliniară	0,007 ... 2,5	—
		gaz	$5 \cdot 10^3 \ldots 10^7 Re_D$	400	−250...1100	±0,5 ...1,0[1]			
	Ajutaj	apă	$\geqslant 50$ mm	—	—	±1,0[1]	neliniară	0,007 ... 1,4	
		gaz	$2 \cdot 10^4 \ldots 10^7 Re_D$	100	−50 ... 800				
	Tub Venturi	apă	$\geqslant 50$ mm	—	—	±1,0[1]	neliniară	0,007 ... 1,0	
		gaz	$2 \cdot 10^4 \ldots 10^7 Re_D$	100	−50 ... 800				
	Rotametru	apă	5...250 cm³/min	—	—	±2,0[1]	liniară	$2{,}5 \cdot 10^{-3}$...0,7	Numai în poziție verticală
		gaz	2 ... 30 m³/h	350	−185 ... 800	±1 ... 2[1]			
Metoda electromagnetică	Debitmetru electromagnetic	apă	—	—	−130 ... 180	±1 ... 2[2]	liniară	foarte mică	Numai lichide conductive. Cost ridicat
Metoda explorării presiunii dinamice	Debitmetru turbină (anemometru cu palete sau cupe)	lichide sau gaze	0,8 ... 80 m/s	1 000	−250 ... 550	±0,5 ...1,0[1]	liniară	0,15 ... 0,75	Lichid sau gaz. Cost relativ ridicat
Metoda volumetrică	Contor volumetric rotativ	apă	$\geqslant 20$ mm	—	—	±2[1]	liniară	0,07 ... 1,5	Poziția orizontală recomandată
		gaz	70 ... 3000 m³/h	10	−20 ... 160	±1[1]			

[1] Din valoarea citită; [2] din scară; [3] În mod curent, bloc de liniarizare.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Andriano, M. și Catania, A. E. *Un metodo di misura della velocità dell'aria nella camera di combustione di un motor alternativo mediante anemometro a filo caldo.* ATA, ottobre, 1972.
2. Arnold, M. J., ș.a. *Measurement of induction gas velocities in a reciprocating engine cylinder.* SAE Paper. Nr. 720115, 1972.
3. Bammert, K, și Stobbe, H. *Messungen an einer mehrstufigen Axialturbine mit normalen, verdünten und verdichten Schaufelprofilen.* MTZ 31(1970) Nr. 5.
4. Clarke, J. S. *Initiation and some controling parameters of combustion in the piston engine. Proc. Instn. Mech. Engrs (A.D.)* Nr. 5 1960—1961, p. 165—191.
5. Davîdkov, B. *Issledovania vozdușnîh potokov v kamerah sgorania dizelei. Trakt. i selhozmaș.*, 1964, Nr. 7.
6. Doeblin, E. *Measurement Systems: Application and Design*, cap. 7. McGraw Hill Book Company, New York, 1966.
7. Hinze, J. O. *Turbulence. An Introduction to Its Mechanism and Theory. McGraw-Hill*, New York, 1959.
8. Holman, J. P. *Experimental Methods for Engineers*, cap. 7. McGraw Hill Book Company, New York, 1971.
9. Horvatin, M. și Hussmann, A. W. *Messung von Luftbewegungen im Zylinder von Verbrennungsmotoren.* Paper 1—08, XII Congress FISITA Barcelona, 1968.
10. Huebner, K. H. și McDonald, A. T. *Experimental determination of air flow patterns in piston engines with induction swirl.* SAE Prepr. Nr. 720026, 1972.
11. Ladenburg, R. W.(ed.). *Physical Measurements in Gas Dynamics and Combustion.* Oxford University Press, London, 1955.
12. Nakajima, K. ș.a. *An experimental investigation of the air swirl motion and combustion in the swirl chamber of diesel engines.* XII Congress FISITA, Barcelona, 1968.
13. Ohigashi, S., ș.a. — *Swirl — its measurement and effect on combustion in a diesel engine. Symposium on Air Pollution Control in Transport Engines*, Paper C134/71 Instn. of Mechanical Engrs, London, 1971.
14. Petunin, A. N. *Metodî i tehnika izmerenii parametrov gazovogo potoka.* Izd. Mașinostroenie, Moskva, 1972.
15. Popescu, P. P. și Mihordea, P. *Măsurarea debitului în tehnică.* Edit. tehnică, București, 1969.
16. Semenov, E. S. și Sokolik, A. S. *Issledovanie turbulentnosti v țilindre porșnevogo dvigatelia.* Izv. Akad. Nauk SSSR. Otd. tehn. nauk Nr. 8, 1958.
17. Winsor, R. E. și Patterson, D. J. *Mixture Turbulence — A Key to Cylic Combustion Variation.* SAE Paper Nr. 730086, 1973.
18. * * * *Anemometry. Thermo-Systems Inc.* Catalog, 1973.
19. * * * STAS 6562-72. *Tubul Pitot-Prandtl.*
20. * * * STAS 6563—72. *Măsurarea presiunii, vitezei și debitului cu tubul Pitot-Prandtl. Metode de măsurare.*
21. * * * STAS 6823-63. *Metode și mijloace de măsurare pentru debite de apă. Terminologie și domenii de aplicare.*
22. * * * STAS 9280-73. *Metode și mijloace de măsurare pentru debite de gaze. Terminologie și domenii de aplicare.*
23. * * * STAS 7347-70. *Măsurarea debitului fluidelor cu diafragme și ajutaje.*
24. * .* * STAS 7347/3-75. *Metoda micșorării locale a secțiunii de curgere. Măsurarea cu tuburi Venturi.*

Scanned with OKEN Scanner

12

MĂSURAREA TEMPERATURII

Introducere. Temperatura este o mărime fundamentală ce caracterizează starea termică a unui sistem. Dacă două sisteme termodinamice au aceeaşi temperatură, ele sînt în echilibru termic. În teoria cinetică a gazelor, temperatura este interpretată în funcţie de viteza medie pătratică de translaţie a particulelor $\bar{w}$, pe baza relaţiei

$$kT = \frac{m\bar{w}^2}{3}, \tag{12.1}$$

unde k este constanta lui Boltzmann, iar T — temperatura absolută. O altă interpretare a temperaturii se obţine pe baza relaţiei Maxwell-Boltzmann de repartiţie pe nivelele de energie disponibile

$$N_i = N \frac{g_i e^{-E_i/kT}}{\Sigma g_i e^{-E_i/kT}}, \tag{12.2}$$

unde N_i este numărul de particule cu energia E_i, iar g_i — funcţia de partiţie. Temperatura *cinetică* definită de relaţia (12.1) şi temperaturile *statistice* (de rotaţie, de vibraţie sau corespunzătoare electronilor orbitali) definite de relaţiile (12.2) sînt egale între ele dacă gazul este în echilibru termic. Este situaţia în care se efectuează măsurările obişnuite de temperatură. Metodele de măsurare prezentate în acest capitol asigură în general determinarea temperaturii „cinetice".

Măsurarea temperaturii curenţilor de gaze pretinde încă o precizare. În afară de temperatura caracteristică gazului în curent, numită *temperatură statică*, T_s se mai poate defini temperatura rezultată prin convertirea în condiţii adiabate a energiei cinetice a curentului în căldură, numită de obicei *temperatură totală* (de stagnare) T_t:

$$T_t = T_s + A\frac{w^2}{2gc_p} = T_s\left(1 + \frac{k-1}{2}M^2\right), \tag{12.3}$$

w — fiind viteza curentului, c_p — căldura specifică la presiunea constantă, g — acceleraţia gravitaţiei, k — exponentul adiabatic, M — cifra Mach. Diferenţa dintre T_t şi T_s devine semnificativă la viteze ridicate de curgere; astfel, pentru aer, $(T_t - T_s)$ nu depăşeşte 1% la valori $M < 0{,}22$. Temperatura care se obţine în condiţiile reale de măsurare este cuprinsă între T_t şi T_s.

Scanned with OKEN Scanner

12.1. METODE DE MĂSURARE PRIN DILATARE TERMICĂ

12.1.1. Termometrul de sticlă cu lichid

Cel mai cunoscut instrument de măsurare a temperaturii se bazează pe dilatarea termică a unui lichid, conținut în cea mai mare parte în rezervorul termometrului. În timpul funcționării, rezervorul este pus în contact cu mediul a cărui temperatură se măsoară; diferența de dilatare a lichidului termometric determină deplasarea coloanei din tubul capilar, care este etalonat pentru indicarea directă a temperaturii (fig. 12.1).

Trebuie observat că dilatarea înregistrată de termometru reprezintă în realitate diferența dintre dilatarea efectivă a lichidului și dilatarea sticlei termometrului. De asemenea, dilatarea lichidului este suma dilatării lichidului din rezervor și din tubul capilar. În consecință, precizia măsurării impune ca termometrul să fie pus în contact cu fluidul a cărui temperatură se măsoară pe aceeași înălțime ca și la etalonare. Sub acest aspect, termometrele sînt de două categorii: cu *imersiune totală*, etalonate pentru măsurări cu coloana de lichid cufundată complet în fluidul cercetat, și *cu imersiune parțială*, etalonate pentru măsurări cu coloana de lichid cufundată pînă la o anumită adîncime *, iar coloana neimersată expusă la o temperatură care se precizează. Atunci cînd termometrele cu imersiune totală se utilizează în condiții diferite de cele prescrise, indicațiile se corectează cu relația

$$\Delta T = \alpha n(T - T_c); \qquad (12.4)$$

în mod similar, pentru termometrele cu imersiune parțială la care partea exterioară are o temperatură diferită de cea de etalonare, se aplică corecția

$$\Delta T = \alpha n(T_{ce} - T_c), \qquad (12.5)$$

unde α este coeficientul de dilatare aparentă a lichidului termometric; n — numărul de grade corespunzător coloanei neimersate; T — temperatura indicată; T_c — temperatura medie efectivă a coloanei de lichid neimersate; T_{ce} — temperatura medie a coloanei de lichid neimersate la etalonare.

Fig. 12.1
1 — bulbul sensibil (captorul).

Termometrele de sticlă cu lichid se execută din sticlă de diferite calități, cu lichide termometrice variate, acoperind astfel un domeniu larg de temperaturi (tab. 12.1). Precizia măsurărilor cu termometre depinde de tipul și calitatea instrumentului, ca și de intervalul de temperatură (tab. 12.2).

* Specificată pe termometru.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 12.1

Limite de utilizare a lichidelor termometrice

Lichidul	Proprietăți fizice			Limitele de utilizare, [°C]	
	Temperaturi caracteristice, [°C]		Coeficient de dilatare volumică, [10^{-6}grd^{-1}]		
	Solidificare	Fierbere		Inferior	Superior
Mercur	−38,87	356,7	182,5[1]	−35	300
Toluen	−95	110,8	107[2]	−80	100
Alcool etilic (96%)	−117	78	103[2]	−110	70
Pentan	−130	36	152[3]	−120	25
Pentan tehnic	−205	30	170[4]	−200	20
Aliaj de galiu	−23	1700	55[5]	0	1050

[1] În intervalul 0° ... 100°C; [2] 0° .... 30°C; [3] 0° .... 25°C; [4] 0° ... 20°C; [5] 30° ... 100°C

Tabelul 1.2.

Precizia măsurărilor cu termometre

Valoarea diviziunii, [°C]	Erorile tolerate, [°C]							
	−190...−60	−60...0	0...50	50...100	100...200	200...300	300...400	Peste 400
0,01	—	—	±0,02	±0,02	—	—	—	—
0,02	—	—	±0,04	±0,04	—	—	—	—
0,05	—	±0,15	±0,10	±0,15	—	—	—	—
0,10	—	±0,30	±0,15	±0,20	±0,30	±0,50	—	—
0,20	—	±0,40	±0,20	±0,30	±0,40	±0,80	±1,20	—
0,50	±2	±0,75	±0,50	±1	±1,50	±1,50	±2,50	—
1	±3	±1	±1	±1	±2	±2,50	±3	±4
2	±4	±2	±2	±2	±2	±3	±4	±5

12.1.2. Termometrul manometric

Principiul de funcționare a termometrului manometric rezultă din figura 12.2. Un rezervor care conține un lichid, vapori saturați sau un gaz, (tab. 12.3 și 12.4) este imersat în fluidul a cărui temperatură se măsoară. Rezervorul este pus în legătură cu un instrument de măsurare a presiunii (cu tub Bourdon, burduf sau diagramă) printr-un tub capilar. Variația temperaturii fluidului de umplere determină variația de dilatare a fluidului, care este tradusă într-o variație de presiune; instrumentul de măsurare a presiunii poate fi gradat direct în unități de temperatură.

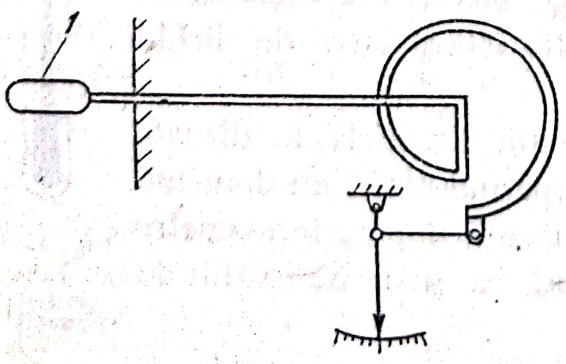


Fig. 12.2
1 — bulbul sensibil (captorul).

Termometrele manometrice sînt destinate în general aplicațiilor industriale. Precizia maximă care se poate asigura este de ordinul a ±5% din scala instrumentului.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 12.3

Limite de utilizare a unor fluide pentru termometre manometrice

Lichidul	Temperatura, [°C]	
	Minimă	Maximă
Mercur	−35	600
Alcool	−50	320
Xilen	−40	320
Hexan	−80	320

Tabelul 12.4

Limite de utilizare a unor substanţe, în stare de vapori, la termometre manometrice

Substanţa	Temperatura [°C]	
	Minimă	Maximă
Etan şi propan	−40	0
Clorură de metil	0	120
Clorură de etil	30	120
Butan	20	150
Eter etilic	60	160
Apă	120	200
Alcool etilic	100	220
Toluen	150	250
Anilină	200	350

12.2. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE

12.2.1. Măsurarea cu termocuplu

Principiul de măsurare. Metoda electrică cu cea mai largă aplicaţie în prezent pentru măsurarea temperaturii se bazează pe efectul termoelectric. Dacă două conductoare din materiale diferite, A şi B, sînt conectate ca în figura 12.3, cu două joncţiuni la temperaturi diferite T_1 şi T_2, va apare o tensiune electromotoare, care depinde de natura materialelor conductoarelor şi de temperaturile joncţiunilor (efectul Seebeck). Cele două conductoare reprezintă în aceste condiţii un termocuplu, iar tensiunea electromotoare corespunzătoare — *tensiune termoelectromotoare* (t.t.e.m.). Prin conectarea termocuplului la un circuit electric închis, se stabileşte un curent electric şi se evidenţiază două efecte suplimentare: mai întîi, o uşoară modificare a t.t.e.m., care se asociază unei diferenţieri a temperaturii joncţiunilor faţă de mediul înconjurător (efectul Peletier*); în al doilea rînd, în eventualitatea unui gradient de temperatură de-a lungul unuia sau a ambelor conductoare ale termocuplului, o altă modificare a t.t.e.m., asociată schimbului de căldură al conductoarelor cu mediul ambiant (efectul Thomson**). În condiţiile obişnuite din circuitele de măsurare cu termocuplu, efectele Peletier şi Thomson sînt neglijabile.

Dependenţa t.t.e.m. faţă de temperatura joncţiunilor stă la baza metodei de măsurare a temperaturii cu termocuplu: se măsoară t.t.e.m., şi cunoscînd temperatura uneia dintre joncţiuni (temperatura de referinţă), se poate determina temperatura celeilalte joncţiuni. Determinarea precisă a relaţiei t.t.em.—temperatură pentru necesităţile măsurărilor temperaturii se face empiric, prin etalonare.

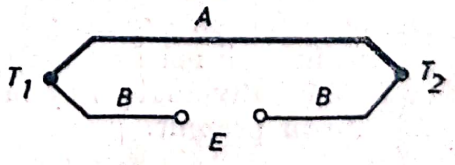


Fig. 12.3

* Joncţiunea caldă absoarbe căldură, menţinîndu-se deci la o temperatură mai mică decît a mediului înconjurător; la joncţiunea rece, fenomenul este invers.

** Dacă sensul curentului electric coincide cu sensul în care descreşte temperatura, se eliberează căldură; în caz contrar, se absoarbe căldură.

Scanned with OKEN Scanner

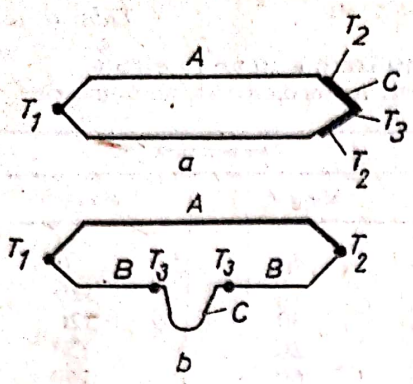


Fig. 12.4

Posibilităţile de utilizare a termocuplului pentru măsurări sînt condiţionate de cîteva proprietăţi importante, determinate tot experimental:

1) T.t.e.m. depinde numai de temperaturile T_1 şi T_2 ale celor două joncţiuni şi nu este influenţată de temperaturile, eventual diferite, în lungul conductoarelor, dacă materialul acestora este omogen. Prin urmare nu este necesar să se prevină variaţia temperaturii conductoarelor de legătură şi nici să se cunoască temperatura lor.

2) Dacă se conectează în circuit un al treilea metal C ca în figura 12.4, avînd joncţiunile sale cu cele două conductoare A şi B ale termocuplului la o temperatură egală T_2, t.t.e.m. rămîne nemodificată (*legea metalului intermediar*). Din punct de vedere practic, rezultă concluzia că modul în care se realizează joncţiunea termocuplului, prin presare, sudare sau prin lipire cu metal de adaos, este indiferent. Conductorul C din figurile 12.4,*a* şi 12.4,*b* poate reprezenta şi circuitul intern al instrumentului de măsurare a t.t.e.m. între bornele de conectare.

3) Dacă două termocupluri construite din aceleaşi materiale funcţionează între limitele de temperatură ale joncţiunilor T_1, T_2, dezvoltînd t.t.e.m. $E_{1,2}$ şi respectiv între limitele T_2, T_3, dezvoltînd t.t.e.m. $E_{2,3}$ (fig. 12.5), atunci un termocuplu identic, funcţionînd între limitele T_1, T_3 va avea t.t.e.m. $E_{1,3} = E_{1,2} + E_{2,3}$ (*legea temperaturii intermediare*). În general, în tabele se precizează pentru diferite cupluri de materiale, t.t.e.m. în funcţie de temperatura unei joncţiuni, pentru temperatura de referinţă de 0°C. Măsurarea temperaturii se poate face însă şi la o altă temperatură de referinţă, $T_2 \neq T_3$. Ţinînd seama de legea temperaturii intermediare, temperatura T_1 se va determina pentru t.t.e.m. rezultată prin însumarea tensiunii măsurate efectiv $E_{1,2}$, corespunzătoare temperaturilor T_1, T_2, şi a tensiunii $E_{2,3}$ care se obţine din tabele pentru temperaturile T_2, T_3; T_2 este temperatura efectivă de referinţă, care trebuie cunoscută, iar T_3 temperatura de referinţă din tabele.

Materiale. Efectul termoelectric caracterizează numeroase cupluri de materiale. Alegerea materialelor adecvate pentru construcţia termocuplurilor destinate măsurărilor se face în funcţie de următoarele condiţii: a) t.t.e.m. trebuie să fie cît mai mare la o temperatură dată şi să prezinte o variaţie cît mai puternică cu temperatura (sensibilitate mare); b) t.t.e.m. trebuie să fie o funcţie continuă şi monotonă de temperatură şi totodată invariabilă în timp; c) domeniul temperaturilor de funcţionare trebuie să fie cît mai larg; d) termocuplul trebuie să fie rezistent la acţiunea chimică a mediului cu care este pus în contact; e) termocuplul trebuie să fie ieftin şi să poată fi produs în serii mari cu proprietăţi identice, pentru evitarea pe cît posibil a etalonării individuale. În tabelul 12.5 se prezintă principalele cupluri de metale folosite în prezent.

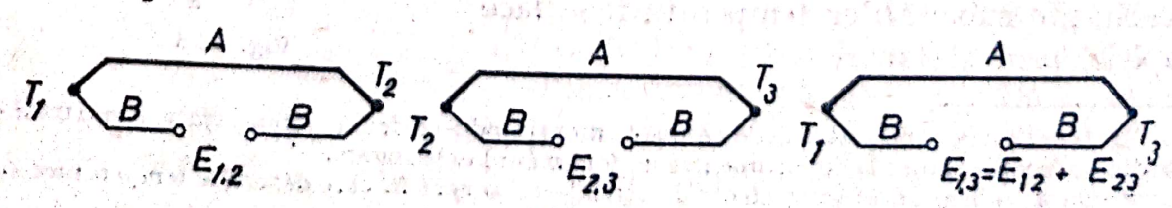
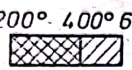
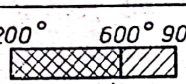
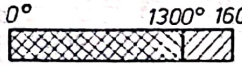


Fig. 12.5

Scanned with OKEN Scanner

Materiale pentru termocupluri

Nr. crt.	Cuplul	Domeniul de temperatură [°C]	Indicații de utilizare
1.	Cupru/Constantan (Cu 57%, Ni 43%		În atmosferă neutră pînă la 800°C. Mult folosit pentru temperaturi joase. Precizie ±0,5%*
2.	Fier/Constantan		În atmosferă oxidantă pînă la 760°C și atmosferă reducătoare pînă la 1000°C. Precizie ±1% *
3.	Cromel/Alumel (Ni 85%,Cr 10%)/(Ni 94%, Mn 3%, Al 2%, Si 1%)		La funcționarea în aer sau atmosferă oxidantă se oxidează pînă la distrugere. Precizie ±0,75% *
4.	Platin/Platin-Rhodiu (90% Pt, 10% Rh)		Inerție chimică și stabilitate în atmosferă oxidantă la temperaturi ridicate. Se distruge în atmosferă reducătoare. Precizie ±0,25% *
5.	Molibden/Rheniu		—
6.	Platin-Rhodiu/Platin-Rhodiu		În fază de încercare. În atmosferă oxidantă sau neutră.
7.	Iridiu/Iridiu-Rhodiu		În fază de încercare. În aer sau atmosferă neutră
8.	Tungsten/Tungsten-Rheniu (W + 3 .... 25% Re)		—
9.	Tungsten/Tungsten-Molibden (75% W, 25% Mo)		În fază de încercare. În vid sau atmosferă neutră
10.	Grafit policristalin (teaca)/ grafit pirolitic (bagheta centrală)		În fază de încercare. În atmosferă neutră sau reducătoare.

Obs.: continuu intermitent * Eroarea maximă rezultată prin etalonarea pe serii de termocupluri

Scanned with OKEN Scanner

Pentru asigurarea vitezei de răspuns, la măsurările în regim variabil, termocuplul se execută din sîrmă subțire cu diametrul 0,1 ... 0,5 mm, și în cazuri speciale, chiar de 0,01 mm (realizînd o constantă de timp de 1 ms).

Joncțiunea de măsurare a termocuplului se realizează cel mai adesea prin sudură electrică; se mai practică lipituri cu argint sau metale moi.

De multe ori instrumentul de măsurare a t.t.e.m. se află la o distanță apreciabilă față de joncțiunea de măsurare a temperaturii. În aceste cazuri, și mai cu seamă cînd termocuplul este realizat din metale nobile, se introduc conductoare izolate de prelungire din materiale ieftine. Conductoarele de prelungire (tab. 12.6) trebuie să îndeplinească condiția ca t.t.e.m. rezultată în intervalul de temperaturi la care funcționează legăturile lor cu termocuplul (în general 15° ... 100°C) să fie identică cu t.t.e.m. corespunzătoare materialului termocuplului.

Tabelul 12.6

Materiale de conductoare de prelungire pentru termocupluri

Termocuplul	Cupru/constantan	Fier/constantan	Cromel/alumel	Platin/platin-rhodiu
Polaritatea	+ / −	+ / −	+ / −	+ / −
Conductoare de prelungire	Cupru/constantan	Fier/constantan (albastru)	Cupru/constantan (verde) / Fier/aliaj 99,4% Cu + 0,6% Ni	Cupru/aliaj 99,4% Cu + 0,6% Ni (alb)

* La toate cablurile de prelungire, izolația electrodului pozitiv este roșie.

Măsurarea tensiunii termoelectromotoare. La măsurările obișnuite, t.t.e.m. se determină cu milivoltmetre indicatoare sau înregistratoare, gradate direct în °C. Valoarea rezistenței circuitului exterior (suma rezistențelor termocuplului și cablului de prelungire) trebuie să fie egală în acest caz cu a rezistenței indicate pe cadranul aparatului, pentru care a fost gradat milivoltmetrul.* Dacă rezistența exterioară este mai mică, se înscrie în circuit o rezistență suplimentară, de reglaj. În cazul invers, se impune regradarea milivoltmetrului.

O precizie superioară de măsurare se obține prin *metoda compensării* (măsurarea la nul). Situația de echilibru între t.t.e.m. și tensiunea opusă, de echilibrare, se stabilește prin modificarea unei rezistențe variabile, a cărei poziție măsoară t.t.e.m.; verificarea echilibrului se face cu un galvanometru. Instalația de măsurare este numită compensator.

O posibilitate de realizare a unei precizii înalte de măsurare prin metoda indicării directe, aplicată relativ recent, constă în amplificarea semnalului transmis de termocuplu instrumentului de măsurare. Datorită impedanței de intrare ridicate a amplificatorului, se elimină totodată și necesitatea reglajului rezistenței circuitului termocuplului.

Pentru creșterea sensibilității măsurării, se racordează mai multe termocupluri în serie, avînd cîte o joncțiune la temperatura care se măsoară, și cealaltă joncțiune, la temperatura de referință comună (fig. 12.6, *a*). Ansam-

* Tensiunea măsurată depinde de raportul între rezistența exterioară și rezistența internă a aparatului.

Scanned with OKEN Scanner

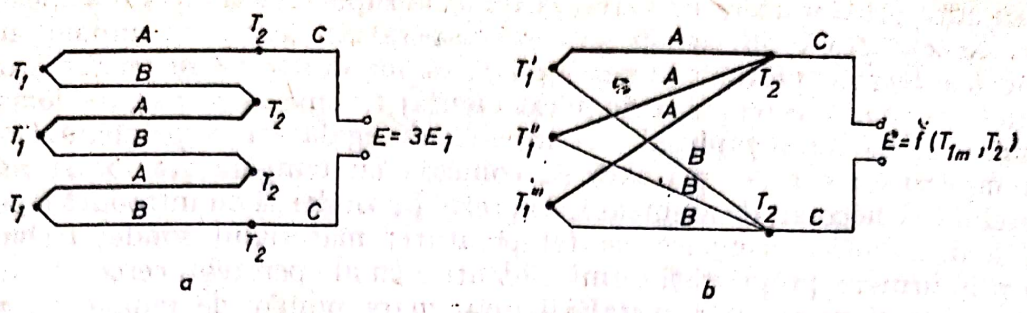


Fig. 12.6

a — 3 termocupluri legate în serie (termopilă); *b* — 3 termocupluri legate în paralel.

blul celor n termocupluri, în serie, numit baterie de termocupluri, (termopilă) realizează în aceste condiţii creşterea de n ori a t.t.e.m. a unui singur termocuplu, $E = nE_1$.

Mai multe termocupluri identice legate în paralel (fig. 12.6, *b*) produc aceeaşi t.t.e.m. ca şi un singur termocuplu, dacă temperaturile joncţiunilor sînt egale; dacă temperaturile sînt diferite, t.t.e.m. măsurată corespunde temperaturii medii.

În general, pentru măsurările de precizie joncţiunea de referinţă se menţine la 0°C prin folosirea unei băi de gheaţă (fig. 12.7). Un vas umplut cu gheaţă care a început să se topească, asigură pe perioade îndelungate, o temperatură de 0°C. Atunci cînd se folosesc conductoare de prelungire din materiale diferite de cele recomandate în tabelul 12.6, joncţiunile lor cu conductoarele termocuplului devin în mod obligatoriu joncţiuni de referinţă, evitîndu-se generarea unor t.t.e.m. suplimentare. În exemplul din figura 12.7, *a* cu ambele conductoare de prelungire din cupru, bornele instrumentului de măsură sînt tot din cupru, eventual la temperaturi diferite. Legea metalului intermediar enunţată anterior arată că prin această schemă se evită generarea unor t.t.e.m. suplimentare. Baia de gheaţă poate fi înlocuită printr-un termostat, în care se menţine automat o temperatură constantă, de obicei superioară celei mai ridicate temperaturi a mediului ambiant (50°C ± ± 0,1° ... 1,0°). În multe cazuri se admite funcţionarea termocuplului cu joncţiunea de referinţă la temperatura ambiantă. Această temperatură trebuie cunoscută cu precizie, pentru a se face corecţia cuvenită a t.t.e.m. măsurate efectiv.

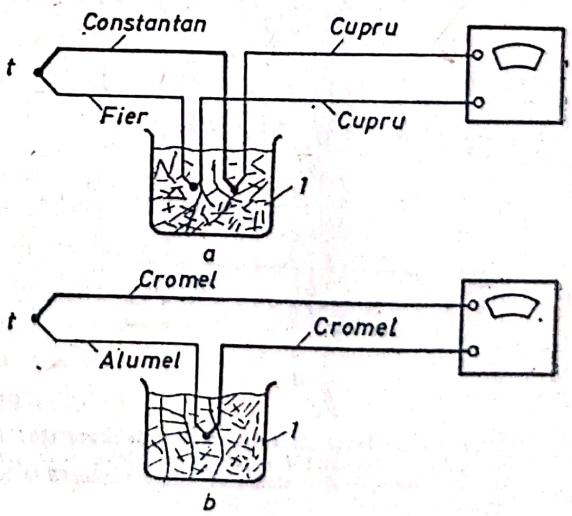


Fig. 12.7

1 — amestec apă-gheaţă.

Utilizarea termocuplurilor pentru măsurarea temperaturii şi a fluxului termic la maşinile termice. Creşterea continuă a nivelului încărcării termice a organelor maşinilor termice a impus cercetarea susţinută a fluxului termic, a nivelului temperaturii maxime şi a cîmpului de temperaturi în timpul funcţionării.

Termocuplurile destinate acestor cercetări trebuie să măsoare tempe-

raturi adeseori ridicate şi cu variaţii rapide, la suprafaţa sau în adîncimea pereţilor. Necesitatea localizării precise a temperaturii măsurate impune adesea montarea termocuplurilor într-o sondă sau un dop care se poziţionează în peretele organului cercetat. Prin acest montaj trebuie să se asigure joncţiunii de măsurare a termocuplului o temperatură egală cu a peretelui. Pentru ca temperatura care se măsoară să coincidă cu temperatura locală reală a peretelui este necesar, de asemenea, ca prezenţa sondei să nu introducă o perturbare a distribuţiei originare de temperaturi; materialul sondei trebuie să aibă prin urmare proprietăţi termice identice cu ale peretelui cercetat. Aceeaşi condiţie, ca şi necesitatea instalării unui mare număr de puncte de măsurare, în organe cu pereţi de grosimi mici, impune condiţia suplimentară ca sondele cu termocupluri să aibă dimensiuni miniaturale. Inerţia traductorului la variaţiile de temperatură, ca şi erorile de măsurare prin conducţie şi radiaţie (v. § 12.4), se micşorează odată cu diametrul firului. De aceea, în funcţie de limitările introduse de condiţiile de rezistenţă mecanică, termocuplul trebuie realizat din sîrmă cît mai subţire. Pentru măsurările din organele mobile ale maşinilor termice (piston, rotor etc.) transmiterea semnalului la instalaţia de măsurare a t.t.e.m. constituie o problemă suplimentară, a cărei rezolvare constituie o preocupare încă actuală.

Termocuplurile care măsoară temperatura suprafeţei pereţilor de fontă sau oţel sînt în general de tipul Fe/Ni sau Fe/Constantan, fiind realizate în general dintr-un dop de oţel cu un canal axial prin care trece firul izolat de Nichel sau Constantan*. Extremitatea dopului, rectificată în prealabil, se plachează cu un film subţire de 1 ... 5 μm (de obicei din acelaşi material cu al firului central) care formează joncţiunea de măsurare a termocuplului (fig. 12.8). Dopul se montează într-un orificiu prelucrat în perete, astfel ca

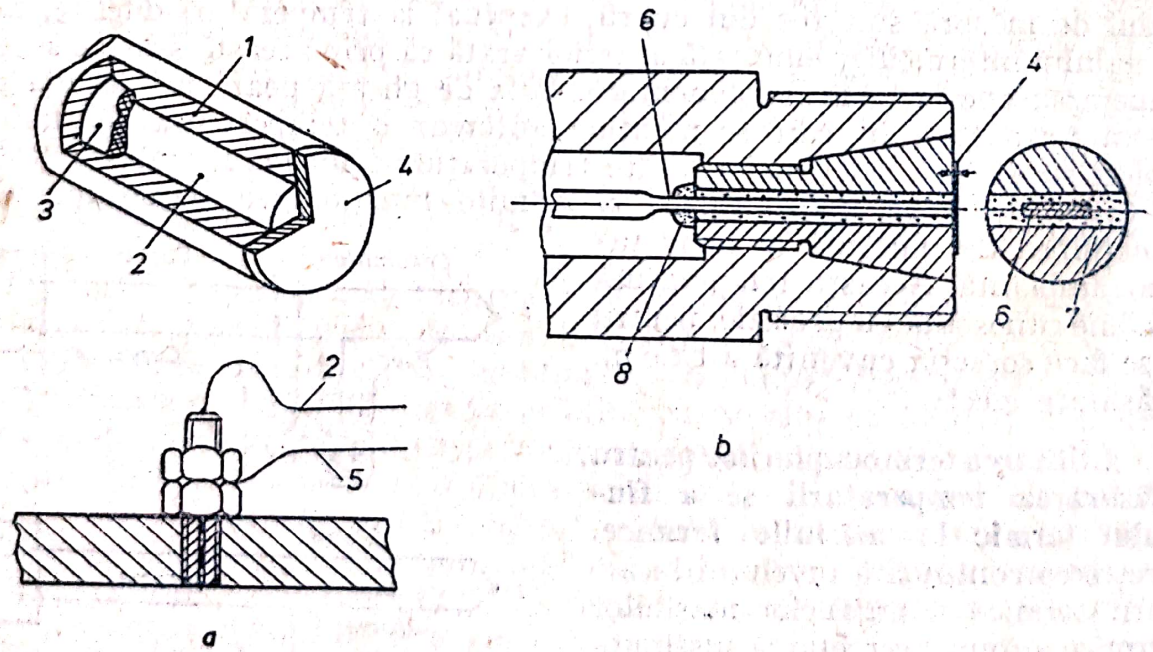


Fig. 12.8

a, b — variante de termocupluri de suprafaţă; *1* — oţel; *2* — sîrmă de nichel; *3* — izolaţie (film de oxid de nichel); *4* — joncţiune (nichel 1...5 μm grosime, placat prin evaporare în vid); *5* — sîrmă de oţel; *6* — sîrmă de nichel laminată în bandă de 60 μm grosime; *7* — mică; *8* — ciment.

* Izolat de obicei cu un strat din proprii oxizi.

Scanned with OKEN Scanner

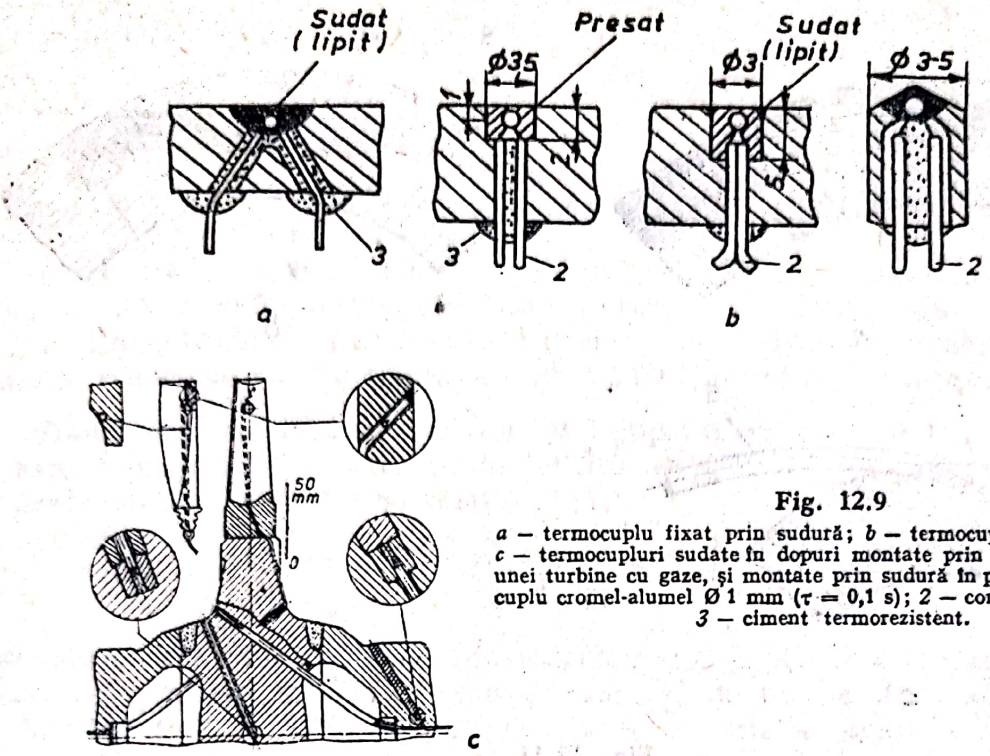


Fig. 12.9

a — termocuplu fixat prin sudură; *b* — termocuplu fixat cu dop; *c* — termocupluri sudate în dopuri montate prin presare în rotorul unei turbine cu gaze, și montate prin sudură în palete; *1* — termocuplu cromel-alumel Ø 1 mm ($\tau = 0{,}1$ s); *2* — conductoare izolate; *3* — ciment termorezistent.

joncțiunea să ajungă la nivelul suprafeței peretelui. Constanta de timp a unui termocuplu de acest tip ajunge la cîteva microsecunde [8].

Pentru măsurarea temperaturii superficiale a cilindrilor motoarelor s-a folosit o variantă a sondei descrise, cu dop de oțel și fir central de nichel izolat cu oxizi de nichel, la care joncțiunea este formată din punți microscopice de metal peste stratul izolant. Aceste punți se execută după montarea sondei în poziția de funcționare, prin frecare cu hîrtie abrazivă [16]. Cu toate că aceste termocupluri au o durată de funcționare în principiu redusă, joncțiunea se poate reface prin trecerea segmenților peste termocuplu.

Temperatura interioară a unui perete se poate măsura cu un termocuplu lipit la o adîncime fixă într-un dop care se presează în perete la adîncimea necesară. Dopul este eventual lipit sau cimentat (fig. 12.9) [3]. O soluție mai simplă prevede sudarea directă a unui fir de constantan sau nichel pe fundul orificiului executat la adîncimea necesară din perete. Pentru cercetarea temperaturii la adîncime reglabilă în peretele cilindrului sau chiulasei unui motor, s-au construit sonde „traversante" speciale, care trec prin cămașa de răcire a motorului (fig. 12.10).

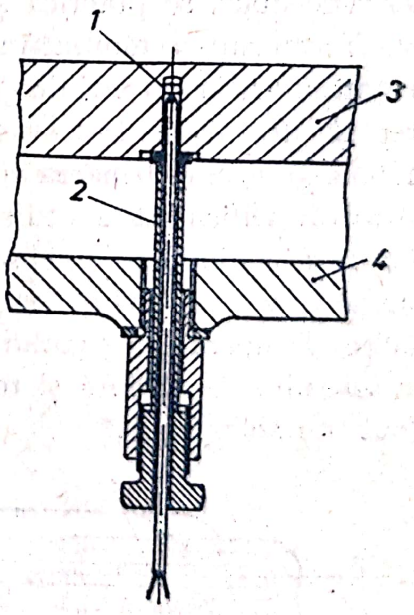


Fig. 12.10

1 — termocuplu; *2* — tub de etanșare; *3* — cămașa cilindrului; *4* — perete exterior.

Scanned with OKEN Scanner

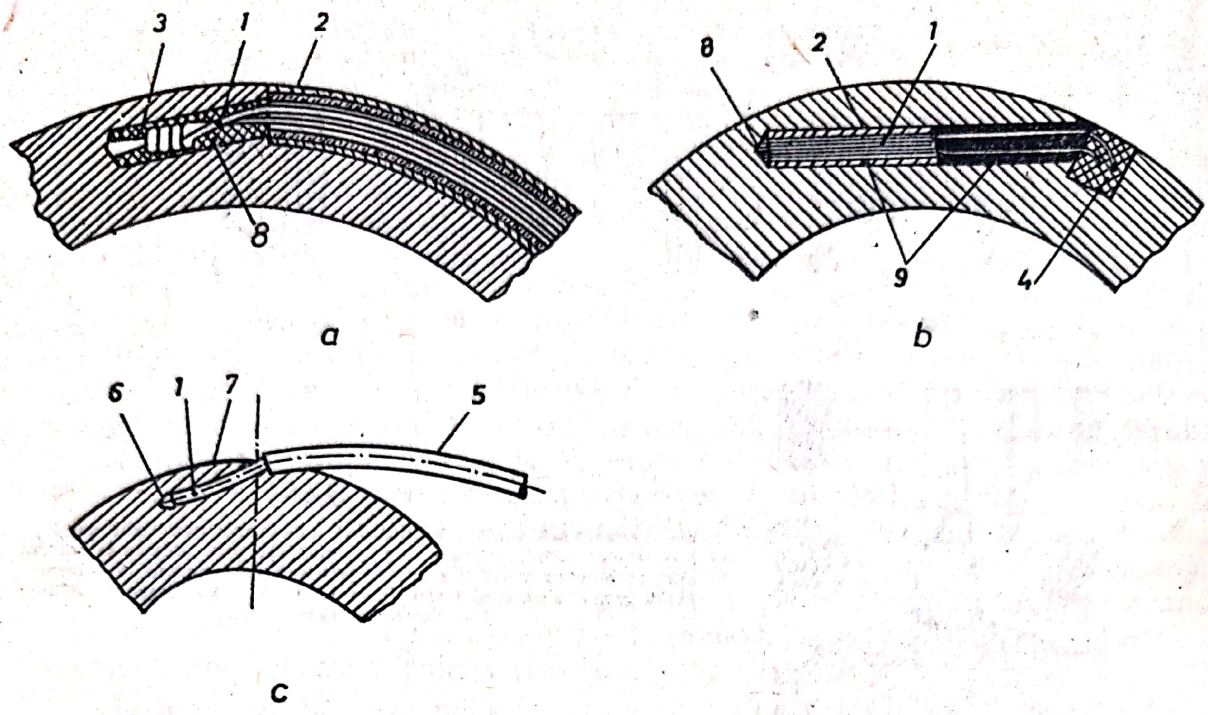


Fig. 12.11

1 — termocuplu; *2* — ţeavă din alamă; *3* — orificiu tangenţial; *4* — canal longitudinal; *5* — conductoare izolate; *6* — tăietură; *7* — materialul ţevii după ştemuire; *8* — ciment special; *9* — lac izolant.

Măsurarea temperaturii în peretele ţevilor schimbătoarelor de căldură se execută cu termocupluri fixate prin cimentare în orificiile şi canalele practicate în perete (fig. 12.11, *a* şi *b*). Pentru măsurări în peretele ţevilor cazanelor de abur, se practică şi metoda fixării prin ştemuire (fig. 12.11, *c*).

Termocuplul, montat în sonde de construcţie specială, se foloseşte şi pentru măsurări în curenţi de gaze sau abur, de temperaturi ridicate (intrarea în treptele de turbine sau evacuarea din motoarele cu ardere internă). Sondele trebuie să asigure frînarea cît mai completă a fluidului şi să atenueze acţiunea corosivă. Dificultăţile utilizării termocuplului la temperaturi înalte se pot depăşi prin adoptarea unei scheme cu răcire. În schema din figura 12.12 curentul de gaze este dirijat asupra unei mici conducte prin care circulă apă de răcire. Temperatura gazului se determină prin calcul, cunoscînd coeficientul transferului de căldură şi temperatura apei la intrare şi ieşire, măsurată cu două termocupluri .*

Fig. 12.12

1 — termocupluri; *2* — curentul de gaz; *3* — apa de răcire.

* Diferenţa de temperatură este de ordinul a 50°C.

Scanned with OKEN Scanner

12.2.2. Măsurarea cu rezistență electrică

Principiul de măsurare. Variația rezistenței electrice cu temperatura reprezintă o proprietate fizică, caracteristică pentru majoritatea materialelor. Măsurînd variația rezistenței electrice R se poate stabili temperatura corespunzătoare T, dacă se cunoaște legea de variație în general neliniară $R = f(T)$, printr-o etalonare prealabilă.

Rezistențele electrice folosite pentru măsurarea temperaturii sînt de tipul conductoare și semiconductoare (termistoare). Instalațiile de măsurare a temperaturii din prima categorie sînt cunoscute sub numele de *termometre cu rezistență*, iar din a doua categorie, *termometre cu termistoare.*

Traductorul conductor. Variația cu temperatura a rezistenței electrice, de care depinde sensibilitatea traductorului, se poate evalua prin *coeficientul de temperatură a*, definit prin relația

$$a = \frac{1}{R}\,\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}T}. \tag{12.6}$$

Materialele din care se execută traductoarele rezistive pentru măsurarea temperaturii se apreciază în general prin coeficientul de temperatură a_0^{100}, definit pe intervalul 0° ... 100°C, în care se admite o variație liniară a rezistenței,

$$a_0^{100} = \frac{R_{100} - R_0}{100 R_0}, \tag{12.7}$$

unde R_0 și R_{100} sînt rezistențele electrice la 0° și respectiv 100°C. Dintre materialele care se prezintă în tabelul 12.7, se observă că nichelul are coeficientul de temperatură maxim.

Tabelul 12.7

Caracteristicile principalelor metale folosite pentru termometre cu rezistență

Nr. crt.	Materialul	Domeniul de temperatură [°C]	Coeficientul de temperatură [1/°C]	Indicații de utilizare
1.	Cupru	-50° 180°C	$4{,}26 \cdot 10^{-3}$	Traductoare cu înfășurare din sîrmă (diametru 0,1 mm) izolat cu lac de bachelită
2.	Nichel	-50° 180°C	$6{,}17 \cdot 10^{-3}$	—
3.	Wolfram	-100° 600°C	$4{,}80 \cdot 10^{-3}$	Traductoare din sîrmă (diametru minim 0,01 ... 0,015 mm) pentru urmărirea variațiilor rapide de temperatură.
4.	Platin	-220° 850° 1000°C	$3{,}92 \cdot 10^{-3}$	Traductoare cu înfășurare din sîrmă (diametru minim 0,01 ... ... 0,1 mm) sau peliculă. La temperaturi ridicate se protejează împotriva contactului direct cu gazele de ardere sau gazele combustibile.

Scanned with OKEN Scanner

Traductorul se realizează sub forma de înfăşurare din sîrmă (eventual peliculă în cazul platinei), pe suporţi diferiţi prin material şi formă, după modul de utilizare şi domeniul de temperaturi. Rezistenţa traductorului este de 10Ω ... 30 kΩ. Pentru măsurări pînă la 650°C se folosesc suporturi din sticlă specială, porţelan sau mică; la temperaturi mai mari se foloseşte alumina sinterizată. Izolarea traductorului se face cu acelaşi material cu al suportului. La măsurarea temperaturii superficiale a pereţilor se folosesc suporturi plate; traductorul se fixează pe perete prin sudare, lipire sau cimentare. O atenţie specială se acordă în acest caz influenţei dilatărilor sau deformaţiilor mecanice ale peretelui, care pot să introducă în traductor semnale interferente.

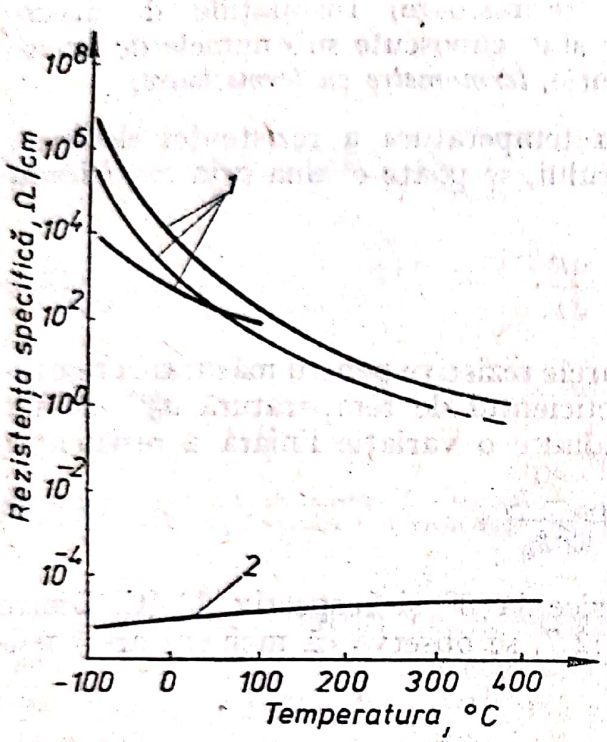


Fig. 12.13:
1 — termistoare; 2 — platin.

Traductorul semiconductor (termistor). Comparativ cu materialele conductoare, termistorul se distinge printr-un coeficient de temperatură negativ, de circa 10 ori mai mare; legea de variaţie a rezistenţei cu temperatura este de tip exponenţial (fig. 12.13).

Termistoarele se fabrică în general din amestecuri de pulbere de oxizi de mangan, nichel şi cobalt, cu un liant, care se presează şi apoi se sinterizează. La măsurările de temperatură se folosesc termistoare sub forma de perlă sau baghetă, cu dimensiuni miniaturale*, cu rezistenţa la 25°C între 500Ω şi cîţiva MΩ. Măsurările cu termistoare obişnuite se fac în intervalul —100 ... ... +400°C, iar cu termistoare refractare pînă la 1200°C. Regimul de funcţionare se plasează în zona de cvasiliniaritate a funcţiei $R = f(T)$. Neliniaritatea se corectează în continuare prin şuntarea cu o rezistenţă fixă obişnuită (fig. 12.14).

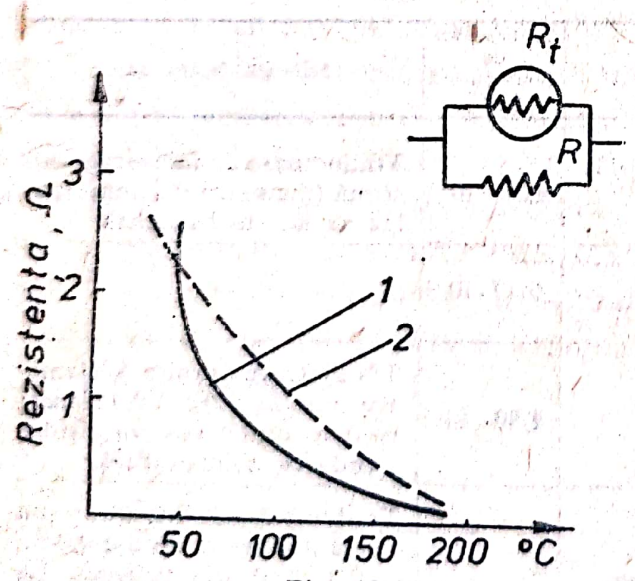


Fig. 12.14:
1 — R_t (2,2Ω la 40°C) în montaj fără R; 2 — R_t (10Ω la 40°C) în paralel cu R(3Ω).

Măsurarea rezistenţei. Traductorul rezistiv de măsurare a temperaturii se racordează la logometre, pentru măsurările tehnice, sau la punţi de măsură, în condiţii de laborator. Se folosesc în special punţi

* Diametrul unui termistor perlă poate fi de ordinul 10 μm.

Scanned with OKEN Scanner

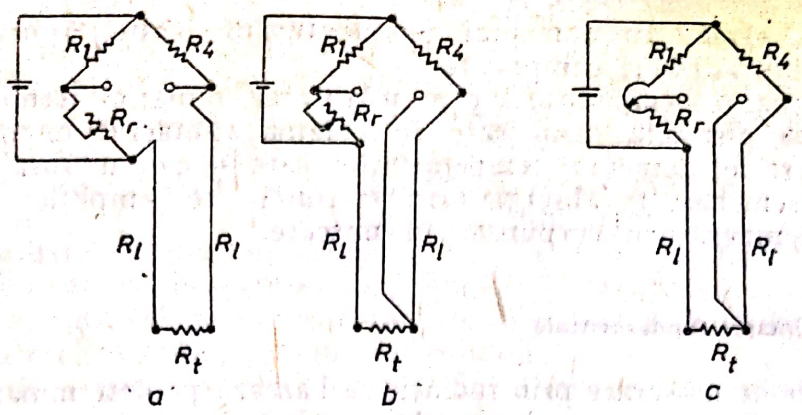


Fig. 12.15.

Condiția de echilibru: $a - R_t = \frac{(R_r + R'_r)\,R_4}{R_1} - 2R_l$; $b - R_t = \frac{(R_r + R'_r)\,R_4}{R_1} + R_l\left(\frac{R_r + R'_r}{R_1} - 1\right)$; $c - R_t = \frac{R_r R_4}{R_1} + R_l\left(\frac{R_r}{R_1} - 1\right)$, iar pentru $R_r = R_1$, $R_t = R_r R_4 / R_1$.

de tip Wheatstone, funcționînd la nul (cu echilibrare manuală sau automată), sau după metoda devierii.

În schema de măsurarea la nul, traductorul rezistiv R_t și rezistența reglabilă pentru echilibrare R_r sînt plasate pe două brațe alăturate ale punții (fig. 12.15, *a*). Dacă traductorul R_t este plasat la distanță față de punte, rezistențele conductoarelor de legătură R_l pot deveni semnificative; variațiile inevitabile de temperatură în lungul conductoarelor de legătură determină variații de rezistență care influențează echilibrul punții. Pentru eliminarea acestei surse de erori, se poate adopta schema cu trei fire de legătură de egală rezistență între traductor și punte (fig. 12.15, *b*); în acest fel variațiile de rezistență ale conductoarelor de legătură se compensează prin plasarea lor pe două brațe alăturate. Rezistența de contact între cursor și rezistența reglabilă R'_r, necunoscută și variabilă, constituie o sursă suplimentară de erori sistematice; de aceea este de preferat o schemă în care rezistența de contact a potențiometrului nu se mai află în serie cu rezistența reglabilă (fig. 12.15, *c*). O altă problemă specifică pentru traductoarele rezistive de măsurare a temperaturii este determinată de variațiile importante de rezistență care se înregistrează în intervalul de măsurare (de ordinul a 25%); în aceste condiții variația semnalului transmis de puntea cu brațe egale deliniarizează semnalul transmis de traductor. Dezavantajul se corectează dacă rezistențele fixe R_1 și R_4 au valori cu mult mai mari decît cele variabile, iar echilibrarea punții se face la mijlocul intervalului de măsurare.

Punțile de măsurare se alimentează cu c.c. sau c.a. Curentul de alimentare se limitează la 2 ... 20 mA, pentru evitarea erorii introduse de supraîncălzirea traductorului.

12.3. MĂSURAREA PRIN RADIAȚIE

Metodele de măsurare tratate anterior prezintă o caracteristică comună: pentru efectuarea măsurării este necesar contactul fizic, direct al sondei (captorului) aparatului cu corpul sau fluidul cercetat, pentru a ajunge la o

temperatură egală. În domeniul temperaturilor înalte, aplicarea acestor metode devine adeseori complicată.

Determinarea temperaturii prin măsurarea radiației termice apare ca o alternativă distinctă, prin care se elimină contactul direct cu corpul cald. În acest fel domeniul temperaturilor care se pot măsura devine nelimitat. De asemenea, în absența oricărei sonde, se simplifică considerabil măsurarea temperaturii corpurilor în mișcare.

12.3.1. Principii fundamentale

Metodele de măsurare prin radiație se bazează pe determinarea indirectă a energiei radiante, sau a intensității radiației termice a corpurilor sau gazelor cercetate. În funcție de aceste mărimi se stabilește temperatura, prin aplicarea uneia dintre legile fundamentale ale radiației.

Energia radiantă termică poate fi măsurată cu detectoare, sau fotografic. Primele operează într-un interval al spectrului de radiație care cuprinde domeniul vizibilului (0,3 ... 0,72 μm) și o parte din infraroșu (pînă la circa 50 μm) și convertesc radiația într-un semnal electric proporțional. În acest scop se folosesc *detectoare termice*, elemente concepute să absoarbă cît mai complet energia radiantă incidentă. În condiții de echilibru termic, se stabilește o temperatură la care pierderile de căldură în exterior prin conductibilitate, convecție și radiație compensează căldura primită. Măsurarea temperaturii prin radiație este redusă astfel, prin intermediul detectoarelor termice, la măsurarea unei alte temperaturi, proporțională cu energia radiantă emisă, utilizîndu-se în acest sens un termocuplu, un termometru cu rezistență sau un termometru cu termistor (tabelul 12.8). Unele instrumente de măsurare a

Tabelul 12.8

Detectoare de radiație pentru măsurările de temperatură

Tipul detectorului	Caracteristici					Mod de utilizare
	Aria de măsurare, [mm²]	Rezistența electrică, [Ω]	Constanta de timp,[4] [ms]	Sensibilitatea, [V/W]	Puterea echivalentă zgomotului, [W]	
Detector termic cu termocuplu	0,4...10 [3]	10 ... 100	5 ... 300	3 ... 90	$2 \cdot 10^{-11}$... ... $7 \cdot 10^{-10}$	Transmisie continuă a radiației la detector
Detector termic cu termometru cu rezistență [1]	35 [3]	100	4	0,4	$3 \cdot 10^{-9}$	Transmisia radiației la detector întreruptă cu o frecvență de cîteva sute de Hz. Semnalul electric rezultant de tip alternativ
Detector termic cu termometru cu termistor [2]	0,5 [3]	$3 \cdot 10^3$	4 ... 30	700 ... ... 1 200	$2 \cdot 10^{-10}$	
Detector de fotoni-celulă fotoconductivă din PbS	1 ... 35	10^5 ... ... $2 \cdot 10^6$	40...2000	5 000 ... ...150 000	$4 \cdot 10^{-11}$ ... ...$4 \cdot 10^{-12}$	

[1] Realizat sub formă de film subțire din nichel (bolometru)
[2] Numit și bolometru cu termistor
[3] Aria elementului care măsoară temperatura
[4] Majoritatea detectoarelor se comportă ca sisteme de ordinul întîi.

Scanned with OKEN Scanner

temperaturii prin radiație utilizează *detectoare de fotoni*, la care efectul electric măsurabil este determinat de modificările în structura detectorului rezultate din eliberarea de electroni. În această categorie cel mai folosit este detectorul fotoconductiv, a cărui rezistență electrică scade în funcție de nivelul radiației incidente. Funcționarea elementelor fotoconductive este caracterizată de funcționarea pe o bandă limitată de lungimi de undă. Astfel, pentru detectarea radiației termice în banda de la 1 la 3 μm se folosesc în general elementele din sulfură de plumb; domeniul lor de funcționare poate fi extins pînă la 4 ... 5 μm dacă se prevede răcirea detectorului. La lungimi de undă mai mari, se preferă elementele din stibiu-indiu.

Măsurările fotografice ale radiației sînt limitate la domeniul ultravioletului, vizibilului și infraroșului apropiat, densitatea înnegririi plăcii fotografice fiind o măsură a cantității totale de energie primită în timpul expunerii plăcii.

Intensitatea radiației se determină în general prin comparația strălucirii corpului cercetat cu un etalon.

Plecînd de la energia radiantă sau intensitatea radiației termice se poate preciza temperatura prin aplicarea legilor fundamentale cunoscute:

— legea Planck pentru intensitatea spectrală de radiație a corpului negru

$$I_{0\lambda} = \frac{C_1}{\lambda^5(e^{C_2/\lambda T} - 1)}, \tag{12.8}$$

unde $C_1 = 2\pi c^2 h$; $C_2 = hc/k$; h — constanta Planck; k — constanta Boltzmann; c — viteza luminii;

— legea Kirchhoff care stabilește relația dintre intensitatea spectrală de radiație a unui radiator termic oarecare I_λ și cea a corpului negru, sub forma

$$I_\lambda = A_\lambda I_{0\lambda};\ I_\lambda = \varepsilon_\lambda I_{0\lambda};\ A_\lambda = \varepsilon_\lambda, \tag{12.9}$$

unde ε_λ este coeficientul monocromatic (spectral) de emisie; A_λ — coeficientul monocromatic de absorbție;

— legea Stefan-Boltzmann modificată pentru energia totală emisă de corpurile cenușii

$$E = \varepsilon\sigma T^4, \tag{12.10}$$

unde σ este constanta Stefan-Boltzmann; ε = coeficientul de negreală (coeficientul total de emisie).

O dificultate care apare în legătură cu relațiile (12.9) și (12.10) derivă din necesitatea cunoașterii coeficienților A_λ, ε_λ sau ε, care pentru corpurile solide depind de natura materialului, temperatură, formă, dimensiuni, rugozitatea suprafeței. Eroarea introdusă de incertitudinea cu care se evaluează coeficientul de emisie, la aplicarea relației (12.10) se poate evalua din figura 12.16.

Pierderile de energie pe drumul optic dintre sursa de radiație și instrumentul de măsurare constituie o altă sursă importantă de erori. Drumul optic include cel mai adesea aerul atmosferic, precum și un sistem optic format din lentile, prisme, fante și oglinzi. Atenuarea fluxului radiant în aerul atmosferic se datorește în primul rînd benzilor de absorbție ale unor gaze (CO_2,

Scanned with OKEN Scanner

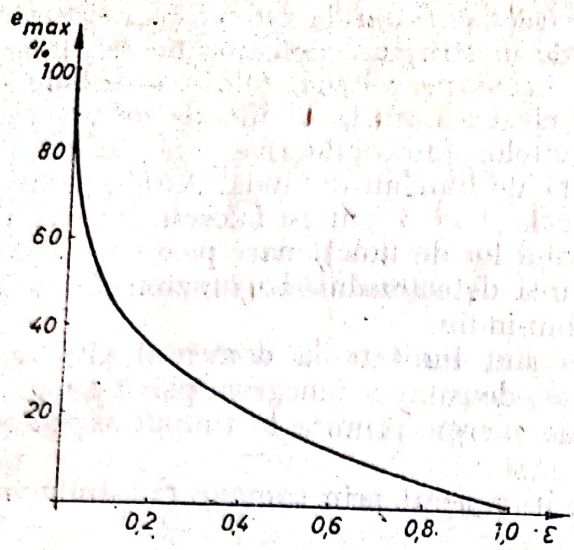


Fig. 12.16

T — temperatura reală, $T = (E/\varepsilon\sigma)^{1/4}$; T_a — temperatura aparentă, $T_a = (E/\sigma)^{1/4}$; e_{max} — eroare maximă, $e_{max} = 1 - T_a/T = 1 - \varepsilon^{1/4}$.

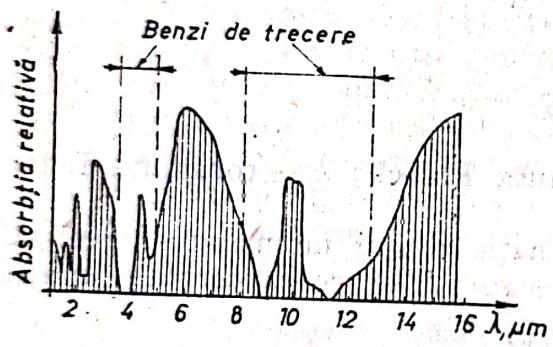


Fig. 12.17

H_2O, ozon), precum și dispersiei provocate de particulele în suspensie. Absorbția gazelor variază cu lungimea de undă a radiației și cu lungimea drumului optic, ceea ce împiedică etalonarea instrumentului de măsură. Aceste efecte sînt mult atenuate dacă funcționarea instrumentului de măsurare este limitată între benzile de absorbție (fig. 12.17). Totodată lentilele instrumentului se confecționează din materiale speciale pentru asigurarea transmiterii energiei radiante în zone determinate ale spectrului.

Caracterul selectiv al emisiei și absorbției gazelor (fig. 12.17) împiedică pe de altă parte aplicarea acelorași principii pentru măsurarea temperaturii gazelor. Legea lui Planck și legea lui Kirchhoff, care presupun o distribuție continuă a radiației pe o gamă infinită de lungimi de undă, sînt aplicabile la gaze numai pe benzi suficient de înguste de lungimi de undă. De asemenea, spre deosebire de solide, la care intensitatea radiației depinde, la orice lungime de undă, numai de temperatură, la gaze este o funcție de temperatură, compoziție, presiune și factori geometrici. De aceea, cu excepția gazelor de ardere cu conținut mare de funingine, cu proprietăți asemănătoare corpului cenușiu, sînt necesare metode speciale de măsurare a temperaturii gazelor prin radiație.

12.3.2. Metode de măsurare a temperaturii corpurilor

12.3.2.1. **Metodele radiației totale.** Temperatura T a unui corp se poate stabili în baza relației (12.10) prin măsurarea energiei totale emise E, dacă se cunoaște coeficientul total de emisie ε al corpului.

La instrumentele utilizate în mod curent în industrie — pirometre — se prevăd în acest sens detectoare termice cu termocuplu. În condiții de echilibru între energia radiantă emisă de o zonă definită pe suprafața corpului, la temperatura T, și căldura evacuată de detector, se stabilește temperatura T_d a detectorului, definită cu aproximație de relația

$$K_a T^4 = K_b (T_d - T_0), \qquad (12.11)$$

unde T_0 este temperatura carcasei instrumentului. Dacă tensiunea la ieșirea din termocuplu este direct proporțională cu diferența de temperatură $T_d - T_0$*, este totodată proporțională cu T^4.

* Joncțiunea de referință se află la temperatura T_0.

Scanned with OKEN Scanner

În mod natural, temperaturile T_d și T_0 se află sub influența mediului ambiant. Aceasta impune adoptarea unui sistem compensator în circuitul termocuplului, sau a unui sistem de control termostatic al temperaturii carcasei instrumentului, pentru ca variațiile temperaturii ambiante să nu influențeze rezultatele măsurării.

Diferența de temperatură $T_d - T_0$ care se măsoară depinde totodată, la temperatura T constantă, de aria sursei radiante. Pentru localizarea cît mai precisă a temperaturii T care se măsoară pe suprafața corpului, radiația incidentă pe detector trebuie să fie emisă de o zonă de arie cît mai redusă. Pe de altă parte, condiția de sensibilitate a măsurării impune sporirea diferenței de temperatură $T_d - T_0$ corespunzătoare temperaturii T, prin mărirea energiei radiante incidente pe detector. Aceste cerințe contradictorii impun adoptarea unui sistem optic adecvat, cu lentile sau oglinzi, pentru concentrarea energiei radiante pe detector.

Tot în vederea creșterii sensibilității detectorului de radiație, se utilizează întotdeauna termocupluri multiple, legate în serie pentru măsurarea temperaturii T_d.

Atunci cînd trebuie să se atingă o înaltă sensibilitate, semnalul transmis de instrument se amplifică, folosindu-se în general amplificatoare de c.a.; semnalul electric necesar la ieșirea din detector, de tip alternativ, se obține prin întreruperea periodică, cu frecvență determinată, a fluxului radiant emis de corpul a cărui temperatură se măsoară. Sistemul întrerupător utilizat în mod curent constă dintr-un disc înnegrit cu fante, al cărui plan de rotație intersectează fluxul radiant (fig. 12.18, *a*). Detectorul de radiație este expus astfel succesiv radiației corpului vizat și radiației discului întrerupător. În consecință, semnalul transmis de detector are o formă teoretic pătratică și variază între un nivel maxim și unul minim (fig. 12.18, *b*). Precizia măsurării impune controlul termostatic al temperaturii discului întrerupător, mai cu seamă la temperaturi moderate ale corpului vizat.

Instrumentele construite după acest principiu funcționează cu o frecvență de întrerupere pînă la 200 Hz. Întrucît constanta de timp a termocuplurilor este în general prea mare, detectoarele termice de radiație sînt prevăzute cu bolometre cu termistoare. Semnalul electric produs de detector este amplificat, apoi demodulat și filtrat, rezultînd în final un semnal de tip c.c., de aceeași formă cu temperatura măsurată.

În locul detectoarelor termice, numeroase instrumente sînt prevăzute cu detectoare de fotoni, care pot să prezinte o sensibilitate mai redusă la variațiile temperaturii ambiante. Semnalul u_d produs de detectorul de fotoni este aproximativ proporțional cu fluxul de fotoni, la rîndul său proporțional cu T^3, prin urmare

$$u_d \sim \varepsilon T^3.$$

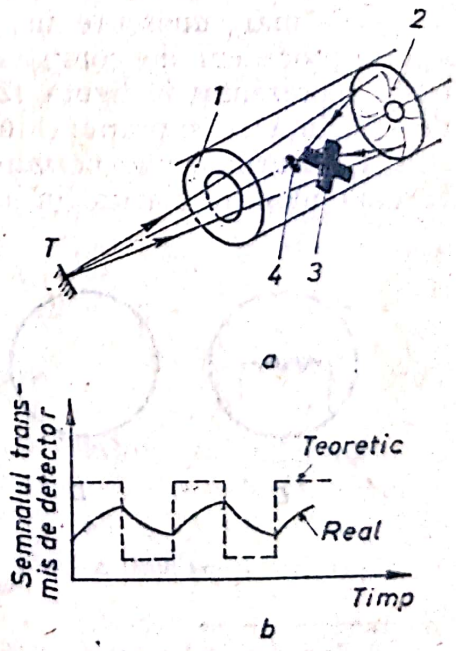


Fig. 12.18

1 — diafragmă; *2* — oglindă concavă; *3* — disc întrerupător; *4* — detector.

Un caz particular de măsurare a temperaturii îl oferă paletele turbinelor cu gaze, la care energia totală emisă E_t este rezultanta energiei emise de paleta vizată E_e, corespunzătoare temperaturii T și coeficientului de negreală ε, și a fracțiunii din energia de radiație primită de la corpurile învecinate (paletele mobile și fixe învecinate) * E_r pe care paleta vizată o reflectă,

$$E_t = E_e + E_r. \tag{12.12}$$

Ținînd seama că energia emisă de paletele avînd temperaturi și coeficienți de negreală apropiați este aproximativ aceeași, se poate scrie

$$E_t = \varepsilon\sigma T^4 + RE_t, \tag{12.13}$$

unde R este coeficientul total de reflexie, egal cu raportul dintre energia totală reflectată și energia incidentă. În baza relației $R + A = 1$ și relațiilor (12.9) și (12.10),

$$E_t = \varepsilon\sigma T^4 + (1 - \varepsilon) E_t, \tag{12.14}$$

sau

$$E_t = \sigma T^4. \tag{12.15}$$

Se realizează astfel condițiile corpului negru, ceea ce conferă măsurării o precizie ridicată. Pirometrele actuale pentru controlul continuu al temperaturii paletelor de turbină conduc la erori de ordinul 0,5% [2].

12.3.2.2. **Metodele radiației (strălucirii) monocromatice.** Temperatura unui corp se poate determina în funcție de temperatura unei surse radiante de referință, dacă intensitatea radiației celor două surse (strălucirea suprafețelor) este egală. Prin compararea strălucirii monocromatice a celor două surse, se asigură precizia maximă a determinării, eliminîndu-se efectele de culoare.

Cele mai cunoscute instrumente, care funcționează pe acest principiu, aplică procedeul de comparație prin dispariția filamentului. La pirometrul optic reprezentat în figura 12.19, imaginea filamentului încălzit al unei lămpi de referință se suprapune imaginii corpului vizat. Filtrul roșu dispus între lampă și lentila ocular permite trecerea radiației cuprinse într-o bandă îngustă, aproape monocromatică (în jurul lui 0,65 μm) **. Observatorul poate compara

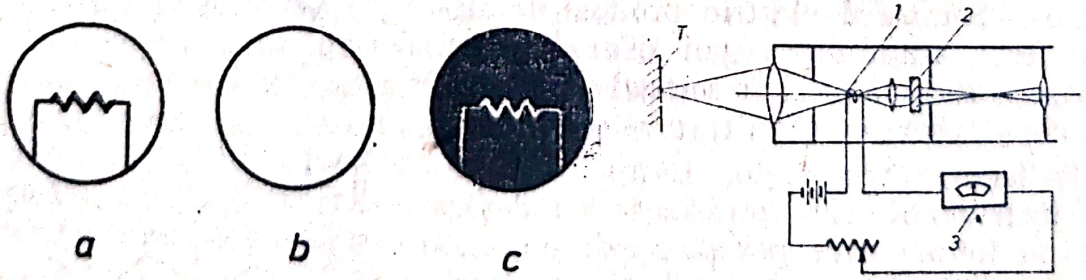


Fig. 12.19

1 – lampă de referință; *2* – filtru roșu; *3* – ammetru; *a* – filamentul prea rece; *b* – condiția de nul; *c* – filamentul prea cald.

* Experimental s-a stabilit că E_r este de ordinul 15 ... 25%.

** S-a ales domeniul roșu al spectrului pentru a coborî cît mai mult limita inferioară de utilizare a instrumentului.

Scanned with OKEN Scanner

astfel strălucirea suprafeței corpului vizat și a filamentului lămpii (fig. 12.19); cînd imaginea filamentului dispare pe fondul imaginii corpului, strălucirea suprafețelor lor este egală. Egalizarea strălucirii imaginilor corpului și filamentului se poate face prin variația intensității curentului în filamentul lămpii. În condiții de egalitate a strălucirii imaginilor, pe baza relațiilor (12.8) și (12.9), în care $e^{C_2/\lambda T} \gg 1$, se obține:

$$\frac{\varepsilon_{\lambda_e} C_1}{\lambda_e^5 e^{C_2/\lambda_e T}} = \frac{C_1}{\lambda_e^5 e^{C_2/\lambda_e T_f}}, \tag{12.16}$$

sau

$$\frac{1}{T_f} - \frac{1}{T} = \frac{\lambda_e}{C_2} \ln \varepsilon_{\lambda_e}, \tag{12.17}$$

unde T_f și T reprezintă temperatura filamentului și a corpului vizat, în K; λ_e — lungimea de undă efectivă a filtrului, în μm; ε_{λ_e} — coeficientul monocromatic de emisie al corpului la lungimea de undă λ_e.

Din relația (12.17) se obține temperatura T, dacă se cunosc T_f și ε_{λ_e}. Lampa de referință este etalonată, astfel că se cunoaște T_f în funcție de curentul de alimentare I. Între lentila obiectiv și lampa de referință este prevăzut un filtru neutru care reduce strălucirea imaginii corpului și prin aceasta, nivelul de solicitare a lămpii de referință.

Pirometrele bazate pe radiația monocromatică realizează cea mai înaltă precizie, în comparație cu celelalte termometre de radiație. Eroarea procentuală care rezultă datorită cunoașterii inexacte a coeficientului ε_{λ_e},

$$c_r = \frac{dT}{T} = \frac{\lambda_e T}{C_2} \cdot \frac{d\varepsilon_{\lambda_e}}{\varepsilon_{\lambda_e}}, \tag{12.18}$$

este mai mică decît în cazul metodelor bazate pe înregistrarea unui spectru larg de radiație. Astfel, la $T = 1\,000$K, o eroare de 10% în evaluarea lui ε_{λ_e} antrenează o eroare de 0,43% la determinarea lui T(4K); la un instrument cu detector termic de radiație, eroare care rezultă în aceleași condiții este de 2,5% (25K).

Pe același principiu de măsurare, se realizează și instrumente automate, prevăzute cu un detector de radiație cu element fotosensibil, care primește pentru comparație radiația emisă succesiv de corpul vizat și de lampa de referință.

12.3.3. Metode de măsurare a temperaturii gazelor

12.3.3.1. **Metoda emisiei-absorbției spectrale (metoda radiației monocromatice în infraroșu).** Intensitatea spectrală a radiației gazelor este în general o funcție de temperatură, de compoziție, presiune și de factori geometrici. Metoda emisiei-absorbției spectrale permite izolarea influenței temperaturii față de a celorlalți factori.

Principiul metodei este ilustrat în figura 12.20. Sursa de radiație de referință emite radiație pe un spectru larg de lungimi de undă. La trecerea prin flacără, radiația este parțial absorbită; pe de altă parte și flacăra emite radiație, care se adaugă radiației transmise de gaze. Fasciculul rezultant ajunge

Scanned with OKEN Scanner

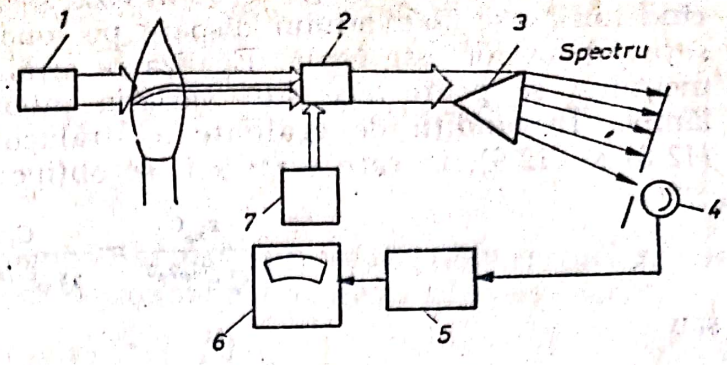


Fig. 12.20
1 — sursă de referință; *2* — receptor; *3* — monocromator; *4* — detector de radiație; *5* — amplificator; *6* — aparat indicator (înregistrator); *7* — corp negru standard.

la un sistem optic (monocromator) care selectează energia pe o bandă îngustă de lungimi de undă și o dirijează spre un detector. Semnalul electric obținut provine astfel din radiația transmisă și energia emisă de gazele din flacără.

În absența reflexiei radiației în masa gazelor, coeficientul monocromatic de permeabilitate a gazelor este $D_\lambda = 1 - A_\lambda$, astfel că intensitatea spectrală provenind de la sursa de referință și transmisă de gaze este

$$I_{s\lambda}(1 - A_{g\lambda}), \tag{12.19}$$

unde indicii s și g se referă la sursă și la gaze. Intensitatea spectrală rezultantă la detector, la lungimea de undă λ, va fi

$$I_{d\lambda} = I_{g\lambda} + I_{s\lambda}(1 - A_{g\lambda}), \tag{12.20}$$

de unde se poate determina coeficientul spectral de absorbție a gazului,

$$A_{g\lambda} = 1 + \frac{I_{g\lambda}}{I_{s\lambda}} - \frac{I_{d\lambda}}{I_{s\lambda}}, \tag{12.21}$$

dacă s-au măsurat $I_{d\lambda}$ și separat, $I_{g\lambda}$ și $I_{s\lambda}$. Cunoscînd $A_{g\lambda}$ se poate determina intensitatea spectrală echivalentă a corpului negru aplicînd legea lui Kirchhoff (relația 12.9), după care temperatura rezultă potrivit ecuației lui Planck. Coeficientul de emisie și de absorbție a gazelor prezintă o variație puternică cu lungimea de undă; de aceea metoda poate fi aplicată numai într-o bandă îngustă de lungimi de undă, pentru ca să fie valabilă relația lui Kirchhoff. Această bandă este plasată în general în domeniul infraroșu, unde emit majoritatea gazelor de ardere. Dacă gazele de ardere nu radiază la nici o lungime de undă convenabilă, combustibilul se aditivează, de exemplu cu sodiu.

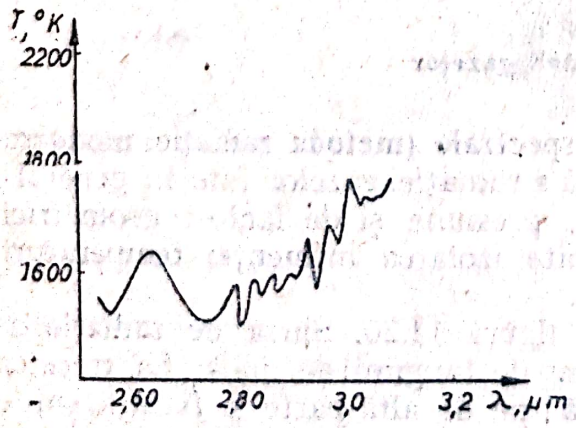


Fig. 12.21

Metoda se utilizează pentru măsurarea temperaturii flăcării combustibililor gazoși și lichizi. În figura 12.21 se arată rezultatele unei măsurări în flacăra de metanol-oxigen; variația temperaturii cu lungimea de undă indică prezența unor gradienți de temperatură.

Metoda a fost aplicată și la măsurări efectuate în cilindrul motoarelor.

Scanned with OKEN Scanner

În figura 12.22 se prezintă schema unei instalații experimentale folosite pentru măsurarea temperaturii gazelor din cilindrul unui motor cu ardere internă în timpul arderii [11]. Sistemul optic cuprinde sursa de referință (lampa cu arc), ferestre de cuarț fixate în peretele cilindrului, un filtru trece bandă și un spectrometru cu rețea de difracție. Măsurările s-au efectuat la 1,8; 2,0; 2,5 μm, la care radiază vaporii de apă. Cu această instalație au fost măsurate și diferențele de temperatură care se stabilesc în masa gazelor arse.

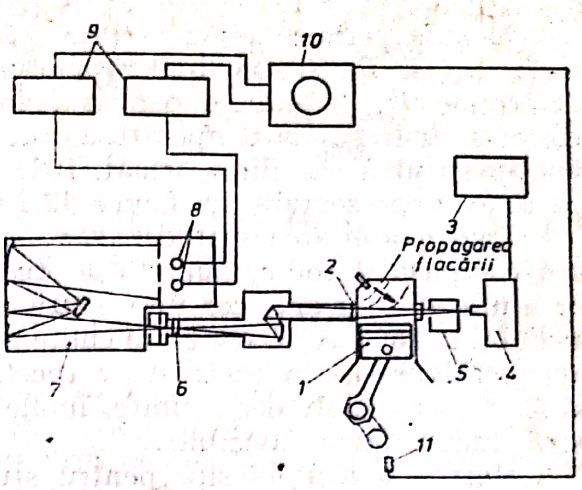


Fig. 12.22

1 — motor; *2* — fereastră de cuarț; *3* — alimentare; *4* — lampă cu arc, de 1 000 W; *5* — întrerupător cu disc (tocător); *6* — filtru trece-bandă; *7* — spectrometru cu rețea (150 linii/mm); *8* — detectoare de radiație; *9* — amplificatoare; *10* — osciloscop; *11* — captor cu traductor inductiv.

12.3.3.2. **Metoda inversării spectrului.** Prin inversarea spectrului unui gaz la temperatură ridicată se înțelege situația de egalitate între energia radiantă pe care o emite gazul și aceea pe care o absoarbe de la o sursă de referință. Condiția de inversare a spectrului se obține prin modificarea intensității spectrale a radiației aparente a sursei, măsurate prin gazul fierbinte (flacără), pînă ce devine aceeași în prezența, ca și în absența gazului.

Exprimînd condiția de inversare a spectrului

$$I_{d\lambda} = I_{s\lambda}, \tag{12.22}$$

unde $I_{d\lambda}$ este intensitatea spectrală de radiație aparentă a sursei, iar $I_{s\lambda}$ — intensitatea spectrală a radiației sursei, se obține, în baza relației (12. 20),

$$I_{s\lambda} A_{g\lambda} = I_{g\lambda}, \tag{12.23}$$

sau

$$\frac{I_{g\lambda}}{A_{g\lambda}} = I_{s\lambda}. \tag{12.24}$$

Prin aplicarea legii lui Kirchhoff, rezultă intensitatea de radiație a corpului negru la temperatura gazului T_g,

$$\frac{I_{g\lambda}}{A_{g\lambda}} = I_{0g\lambda}, \tag{12.25}$$

astfel că expresia (12.24) devine

$$I_{0g\lambda} = I_{s\lambda}. \tag{12.26}$$

Tot în baza legii lui Kirchhoff se poate scrie pentru sursă

$$I_{s\lambda} = \varepsilon_{s\lambda} I_{0s\lambda}, \tag{12.27}$$

unde $\varepsilon_{s\lambda}$ este coeficientul monocromatic de emisie a sursei. Din relațiile (12.26) și (12.27) se obține

$$I_{0g\lambda} = \varepsilon_{s\lambda} I_{0s\lambda}. \tag{12.28}$$

Scanned with OKEN Scanner

Metoda permite astfel ca prin măsurări efectuate asupra sursei de referință ($\varepsilon_{s\lambda}$ și T_s) și calculînd în continuare $I_{0s\lambda}$ cu ecuația lui Planck, să se determine $I_{0g\lambda}$; aplicarea pentru a doua oară a ecuației lui Planck asigură trecerea de la $I_{0g\lambda}$ la temperatura căutată T_g. Instalația experimentală uzuală folosită pentru stabilirea situației de inversare a spectrului este analoagă cu aceea reprezentată în figura 12.20.

Pentru aplicarea metodei, gazul este aditivat în mod obișnuit cu sodiu sau compuși de sodiu, punctul de inversare fiind sesizabil cu ochii liberi sau cu ajutorul unui detector fotoelectric. Cu ochii liberi se observă liniile D ale sodiului la 5893 Å. Dacă gazul emite mai mult decît absoarbe, liniile sodiului apar strălucitoare în contrast cu spectrul continuu al sursei și invers, dacă absoarbe mai mult decît emite, liniile apar întunecate; în condiții de inversare, liniile devin invizibile.

Metoda a fost folosită pentru studiul temperaturii gazelor în cilindrul motoarelor cu ardere internă și a gazelor de evacuare ale rachetelor.

12.3.3.3. **Metoda emisiei-absorbției totale.** Flăcările cu concentrație mare de funingine* se pot trata drept corpuri cenușii, pentru care coeficientul de emisie nu depinde de lungimea de undă, $\varepsilon_\lambda \equiv \varepsilon$. Relația (12.10), dedusă pentru corpurile cenușii, stă la baza metodei emisiei-absorbției totale.

Instalația folosită pentru măsurare diferă de aceea din figura 12.20 prin eliminarea sistemului optic de dispersie (monocromatorul). Detectorul primește astfel energia radiantă totală E_d, emisă și transmisă de gaz, care se poate exprima astfel, similar relației (12.20),

$$E_d = E_g + E_s(1 - A_g), \tag{12.29}$$

unde A_g este coeficientul total de absorbție a gazului la temperatura T_s. Se obține astfel

$$A_g = 1 + \frac{E_g}{E_s} - \frac{E_d}{E_s}, \tag{12.30}$$

care reprezintă după legea lui Kirchhoff, și coeficientul total de emisie ε_g. Cunoscînd ε_g și E_g rezultă T_g din relația (12.10).

Metoda este simplă și suficient de precisă pentru gazele cu comportare apropiată de a corpurilor cenușii, cum sînt de exemplu gazele de flacără din focare și cuptoare, încărcate puternic cu funingine pentru promovarea transferului radiant. În aceste cazuri metoda de măsurare a temperaturii prin emisia-absorbția integrală se folosește aproape exclusiv, cu o precizie de ordinul $\pm 7°C$ [13].

12.4. ANALIZA ERORILOR LA MĂSURAREA TEMPERATURII

12.4.1. Analiza erorilor în regim staționar

Măsurarea temperaturii este asociată întotdeauna unor erori determinate de diferența care se stabilește între temperatura care trebuie măsurată și temperatura sondei (detectorului) termometrului, care este măsurată în reali-

* Care acționează în primul rînd în sensul absorbției și nu al dispersiei radiației.

tate. Această diferență de temperatură este rezultatul transferului inevitabil de căldură între sonda termometrului și mediul înconjurător. Diferențe suplimentare se stabilesc la măsurarea temperaturii fluidelor cu viteze mari de curgere, ca urmare a conversiunii energiei cinetice în energie termică în stratul limită format în jurul sondei. Toate aceste erori pot fi atenuate printr-o proiectare corectă a sondei termometrului.

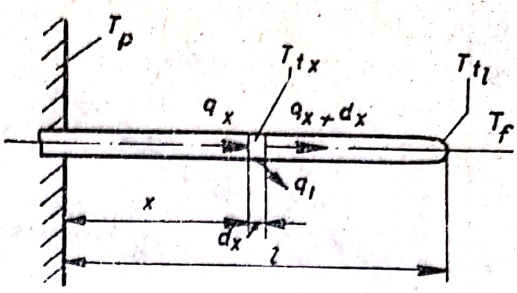


Fig. 12.23

Eroarea determinată de transferul de căldură. Sonda unui termometru plasat într-un fluid în curgere se menține la o temperatură diferită de a fluidului datorită schimbului de căldură prin conductibilitate și radiație cu pereții, care sînt în general mai calzi sau mai reci decît fluidul.

Influența transferului prin conductibilitate între sondă și suportul său fixat la perete se poate analiza cu ajutorul schemei simplificate reprezentate în figura 12.23 [5]. Tija suport, de lungime l, atinge în condiții staționare o temperatură T_{tx} variabilă cu distanța x de la perete, corespunzător echilibrului dintre căldura schimbată prin convecție cu fluidul de temperatură T_f și căldura schimbată prin conductibilitate cu peretele, de temperatură T_p. Pentru un element de tijă, de grosime dx, schimbul de căldură prin conductibilitate unidimensională după direcția x este descris de legea lui Fourier

$$q_x = -\lambda A \frac{dT_{tx}}{dx}, \tag{12.31}$$

și

$$q_{x+dx} = -\lambda A \frac{dT_{tx}}{dx} - \lambda A \frac{d^2T_{tx}}{dx^2} dx, \tag{12.32}$$

unde λ este coeficientul de conductibilitate al tijei, iar A — aria secțiunii tijei, presupusă constantă, $A = \pi d_t^2/4$, d_t fiind diametrul tijei.

Schimbul de căldură cu fluidul înconjurător se efectuează prin convecție pe suprafața laterală,

$$q_{cx} = \alpha(T_{tx} - T_f)\, dA_c = \alpha\pi d_t (T_{tx} - T_f)\, dx, \tag{12.33}$$

unde α este coeficientul de convecție, iar dA_c — suprafața laterală, elementară, $dA_c = \pi d_t\, dx$.

În condiții staționare, rezultă

$$q_{x+dx} - q_x + q_{cx} = 0, \tag{12.34}$$

sau

$$\frac{d^2T_{tx}}{dx^2} - \frac{4\alpha}{\lambda d_t} T_{tx} = -\frac{4\alpha}{\lambda d_t} T_f. \tag{12.35}$$

Ecuația diferențială liniară cu coeficienți constanți (12.35) se rezolvă impunînd două condiții la limită: a) la perete, temperatura tijei se confundă cu a peretelui, $T_{t0} = T_p$; b) la extremitatea liberă se anulează gradientul de temperatură a tijei, $dT_{tl}/dx = 0$, ipoteză cu atît mai corectă cu cît lungimea tijei este mai mare.

Scanned with OKEN Scanner

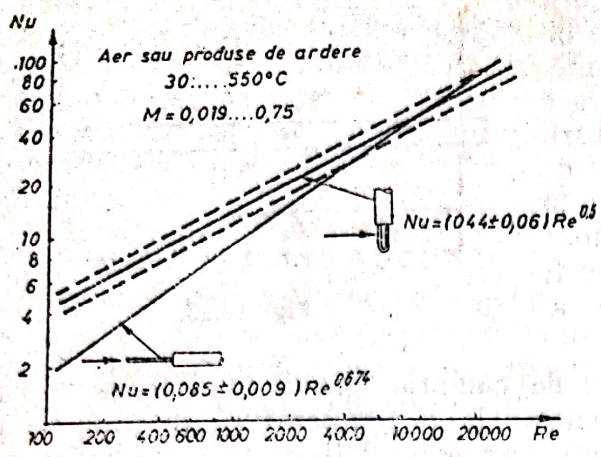


Fig. 12.24

Soluția care se obține în final definește eroarea prin conductibilitate

$$e_c = T_{tl} - T_f = \frac{T_p - T_f}{\operatorname{ch} l \left(\frac{4\alpha}{d_t \lambda}\right)^{0,5}}. \quad (12.36)$$

Dintre parametrii de care depinde diferența de temperatură între extremitatea sondei T_{tl} (măsurată efectiv) și temperatura fluidului T_f, lungimea sondei l oferă în general posibilitățile cele mai mari de control. Coeficientul de convecție α poate fi mărit prin creșterea vitezei de curgere a fluidului, dar aceasta este limitată de erorile suplimentare de viteză pe care le introduce. O soluție în acest sens este termocuplul cu aspirație, la care viteza de curgere se mărește în jurul termocuplului cu un sistem ejector sau cu un exhaustor. Calculul lungimii necesare se poate face cu ajutorul relației (12.36); dacă temperatura se măsoară cu un termocuplu, figura 12.24 folosește pentru stabilirea cifrei Nusselt corespunzătoare lui α [15]. La valori mici ale cifrei Reynolds, lungimea necesară reprezintă în mod frecvent 20 ... 50 diametre.

În acest sens, la măsurările efectuate în conducte, termocuplurile se introduc axial (fig. 12.25, *a*) sau înclinat (fig. 12.25, *b*); la măsurări efectuate în canale de gaze este avantajoasă introducerea verticală, din considerente de rezistență mecanică (fig. 12.25, *c*).

Influența transferului de căldură prin radiație între sondă și pereți se analizează pentru simplitate, separat de transferul prin conductibilitate, neglijîndu-se variația temperaturii T_t în lungul axei, ca și influența gazului în care este plasată sonda (fig. 12.26). În condiții de staționaritate,

$$\alpha A_c (T_f - T_t) = k_r \sigma \varepsilon A_r (T_t^4 - T_p^4), \quad (12.37)$$

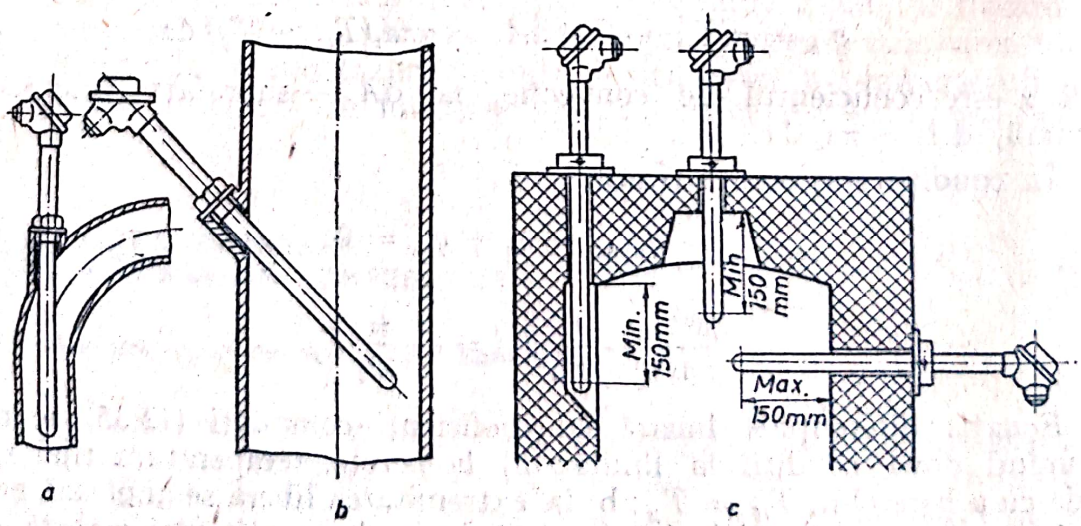


Fig. 12.25

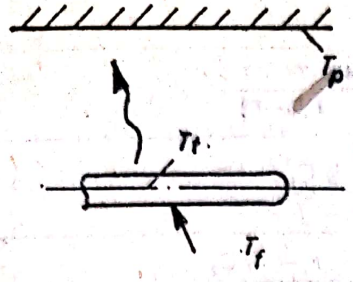


Fig. 12.26

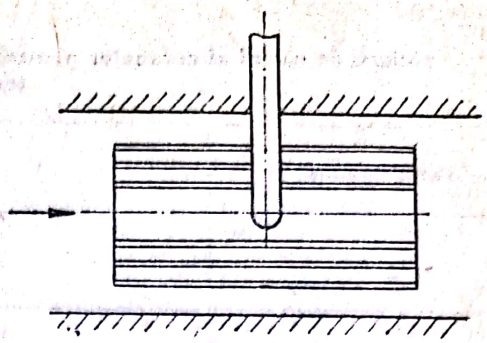


Fig. 12.27

unde ε este coeficientul de negreală al suprafeței sondei *, k_r — factor de formă, iar A_c și A_r — aria suprafețelor disponibile pentru convecție și radiație. Eroarea de radiație e_r este

$$e_r = T_t - T_f = \frac{k_r \sigma \varepsilon A_r}{\alpha A_c} (T_p^4 - T_t^4). \tag{12.38}$$

Parametrul care influențează esențial eroarea de radiație este temperatura suprafeței interioare a peretelui T_p; dacă T_p ar putea deveni egală cu T_f, atunci și T_t ar putea egala pe T_f, în absența celorlalte pierderi.

În practică, eroarea de radiație se limitează prin plasarea unor ecrane concentrice în jurul sondei termometrului, care împiedică radiația directă a sondei la perete (fig. 12.27). Între ecrane fluidul curge liber. Sonda radiază spre primul ecran, acesta spre ecranul următor ș.a.m.d.; ecranele au o temperatură mult mai apropiată de a fluidului, ceea ce frînează transferul radiant global. Efectul minim al ecranării constă în primă aproximație în reducerea de $1/(n+1)$ ori eroarea de radiație, unde n este numărul de ecrane. Numărul necesar de ecrane se stabilește mai precis în funcție de diferența maximă admisibilă între temperatura sondei T_t și temperatura primului ecran (interior) T_i, pentru eroarea de radiație propusă e_r,**

$$(T_t - T_i)_{max} \approx \frac{\alpha e_r A}{4\sigma\varepsilon T_3}. \tag{12.39}$$

Numărul de ecrane care asigură temperatura T_t rezultă din tabelul (12.9.)

Problema erorilor introduse de transferul de căldură între termometru și mediul ambiant a fost studiată de autor pentru cazul cînd se măsoară cu un termocuplu temperatura unui perete cald [1]. Termocuplul, fixat pe suprafața peretelui, acționează ca o sondă de extracție a căldurii, care modifică temperatura locală originară T_c. Peretele cedează căldură termocuplului în zona de contact, care este transferată axial, în lungul firelor termocuplului prin conductibilitate și lateral, prin convecție. În consecință temperatura T_j în zona de contact, care este măsurată efectiv de termocuplu, este diferită de temperatura T_c a suprafeței peretelui în absența termocuplului.

---

* Pentru sonde oxidate se poate lua $\varepsilon = 0{,}85 \pm 0{,}05$.

** Relația rezultă din $T_t^4 - T_p^4 \approx 4T_t^3(T_t - T_p)$.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 12.9

Relații de calcul al ecranelor pentru atenuarea erorii prin radiație la măsurarea temperaturii

Număr de ecrane	Valoarea funcției $\frac{4T_t^3(T_t - T_f)}{T_t^4 - T_p^4}$
2	$\frac{1 + (B + 1)C_1}{B^2 - JB - J}$
3	$\frac{1 + (B^2 + B - J + 1)C_1}{B^3 - JB^2 - 2JB + J^2}$
4	$\frac{1 + (B^3 + B^2 - 2JB + B - J + 1)C_1}{B^4 - JB^3 - 3JB^2 + 2J^2B + J^2}$
5	$\frac{1 + (B^4 + B^3 - 3JB^2 + B^2 - 2JB + B + J^2 - J + 1)C_1}{B^5 - JB^4 - 4JB^3 + 3J^2B^2 + 3J^2B - J^3}$

$C_1 = (4 - 2F)/F\varepsilon$; $F = 2/\sqrt{1 + (\delta/x)^2}$

$B = 1 + J + C_1 + 2\alpha/h_r$; $h_r = 2\sigma\varepsilon^2 F T_t^3$;

δ — distanța dintre ecrane; x — distanța axială de la sondă la extremitatea ecranului; J — raportul diametrelor medii ale ecranelor (inclusiv raportul ecranului exterior față de perete).

Diferența $T_c - T_f$ reprezintă eroarea de măsurare datorită prezenței termocuplului. Dacă se notează cu Q_f^* fluxul termic adimensional în perete corespunzător perturbației introduse de termocuplu, și cu celelalte notații din figura 12.28, se obține eroarea relativă

$$e_t = \frac{T_c - T_f}{T_c - T_a} = \frac{\zeta - \pi r_0^2 \alpha}{\zeta + \lambda r_0 Q_f^*}, \tag{12.40}$$

unde $\zeta = \lambda_{s_1} A_1 m_1 \operatorname{th} m_1 l + \lambda_{s_2} A_2 m_2 \operatorname{th} m_2 l$, și

$$m_1 = \sqrt{C_1 \alpha / \lambda_{s_1} A_1 \frac{\alpha \varphi_1}{\lambda_{i_1}} \frac{d_{i_1} - d_{s_1}}{1 + d_{s_1}/d_{i_1}}}.$$

Relația (12.40) evidențiază influența favorabilă a reducerii lungimii conductoarelor termocuplului (fig. 12.29) și a diametrului firelor (fig. 12.30).

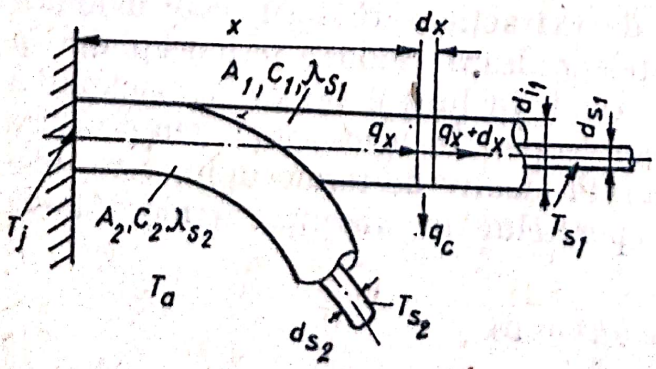


Fig. 12.28

ds_1, ds_2 — diametrul conductoarelor; di_1, di_2 — diametrul conduetoarelor izolate; A_1, A_2 — aria secțiunii conductoarelor; C_1, C_2 — aria suprafeței exterioare pe unitatea de lungime; λ_{s_1}, λ_{s_2} — coeficientul de conductibilitate termică al conductoarelor; α — coeficientul de convecție; l — lungimea conductoarelor.

Scanned with OKEN Scanner

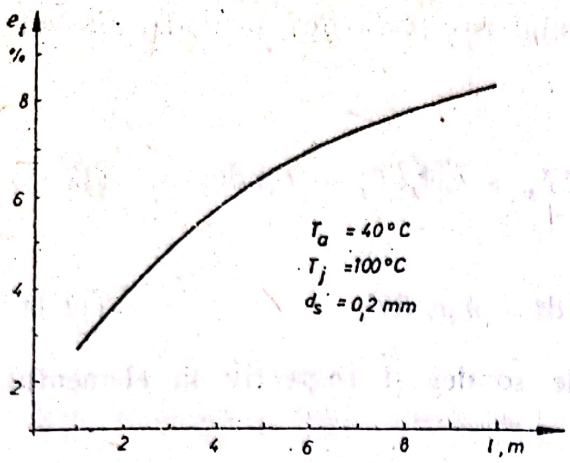


Fig. 12.29

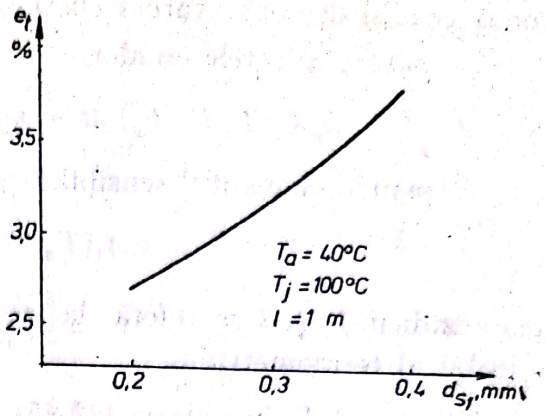


Fig. 12.30

Eroarea de viteză. Sonda unui termometru plasată într-un curent de gaz măsoară întotdeauna o temperatură T_t' mai mare decît temperatura statică T_s, dar mai mică decît temperatura de stagnare T_t. După cum s-a arătat anterior, diferența dintre T_t și T_s se menține sub 1% pentru valori ale cifrei Mach sub 0,22.

12.4.2. Analiza erorilor în regim nestaționar

În condiții nestaționare de măsurare a temperaturii, intervin erori determinate de întîrzierea cu care sonda (elementul sensibil) al termometrului urmărește variațiile temperaturii măsurate. Această întîrziere se stabilește în funcție de acumularea căldurii în sonda (elementul sensibil) al termometrului și de caracteristicile transferului de căldură. De aceea comportarea elementului sensibil al termometrului în condiții nestaționare se poate caracteriza pe baza ecuației de conservare a energiei.

Pentru cazul cel mai simplu, cînd elementul sensibil al termometrului (de ex. joncțiunea termocuplului) se află în contact direct cu mediul a cărui temperatură se măsoară, și în absența pierderilor de căldură, ecuația de conservare a energiei are forma

$$kA(T_f - T_t)\,\mathrm{d}t = mc\,\mathrm{d}T_t, \tag{12.41}$$

unde T_f și T_t sînt temperatura reală și respectiv cea măsurată; k — coeficientul global de transfer de căldură; m — masa elementului sensibil; c — căldura specifică; A — suprafața de transfer.

Ecuația (12.41) se poate aduce la forma

$$\frac{\mathrm{d}T_t}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{\tau}T_t = \frac{1}{\tau}T_f, \tag{12.42}$$

unde $\tau = mc/kA$ este constanta de timp a termometrului. Comportarea dinamică a sistemului este tipică deci pentru sistemul general de ordinul întîi.

Scanned with OKEN Scanner

În cazul general cînd elementul sensibil este plasat într-o sondă, intervin două ecuații de conservare a energiei:

— pentru peretele sondei,

$$k_p A_p (T_f - T_p)\,\mathrm{d}t = m_p c_p\,\mathrm{d}T_p + k_t A_t (T_p - T_t)\,\mathrm{d}t; \qquad (12.43)$$

— pentru elementul sensibil,

$$k_t A_t (T_p - T_t)\,\mathrm{d}t = m_t c_t\,\mathrm{d}T_t, \qquad (12.44)$$

unde indicii p și t se referă la peretele sondei și respectiv la elementul sensibil al termometrului.

Eliminînd T_p în ecuația (12.43) cu ajutorul ecuației (12.44) se obține după transformări simple,

$$\tau_p \tau_t \frac{\mathrm{d}^2 T_t}{\mathrm{d}t^2} + \left(\tau_p + \tau_t + \frac{m_t c_t}{k_p A_p}\right)\frac{\mathrm{d}T_t}{\mathrm{d}t} + T_t = T_f, \qquad (12.45)$$

cu

$$\tau_p = \frac{m_p c_p}{k_p A_p} \quad \text{și} \quad \tau_t = \frac{m_t c_t}{k_t A_t}. \qquad (12.46)$$

În prezența unui perete intermediar, elementul sensibil al termometrului se comportă prin urmare ca un sistem de ordinul al doilea, întîrzierea fiind mai mare decît în primul caz.

Dacă coeficientul transferului de căldură are valori suficient de mari, se stabilesc gradienți de temperatură chiar în elementul sensibil al termometrului, ceea ce complică analiza comportării dinamice. În general, cînd este necesar să se cunoască precis comportarea dinamică a sistemului, se efectuează determinări experimentale.

12.4.3. Compensarea dinamică a elementului sensibil

Comportarea dinamică a elementului sensibil al termometrului se poate ameliora printr-un dispozitiv de compensare.

Pentru traductoare din categoria sistemului de ordinul întîi (termocuplu cu contact direct), compensarea se poate realiza cu un circuit RC (fig. 12.31), intercalat între elementul sensibil și instalația de măsurare a semnalului electric. Tensiunea de ieșire din circuit, U_2 este

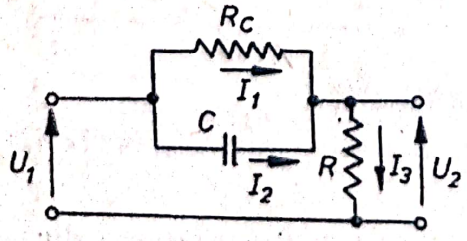


Fig. 12.31

$$U_2 = I_3 R = (I_1 + I_2)R, \qquad (12.47)$$

unde

$$I_1 = (U_1 - U_2)/R_c, \quad I_2 = (U_1 - U_2)\,\mathrm{j}\omega_f C. \qquad (12.48)$$

Scanned with OKEN Scanner

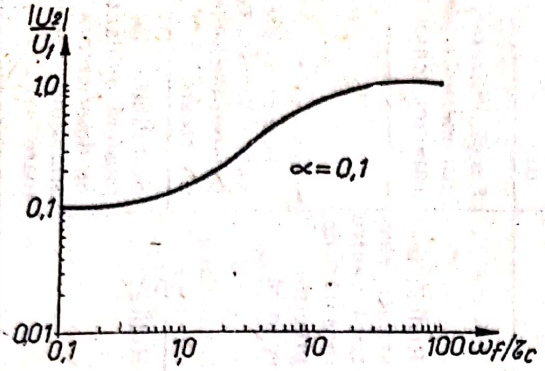


Fig. 12.32

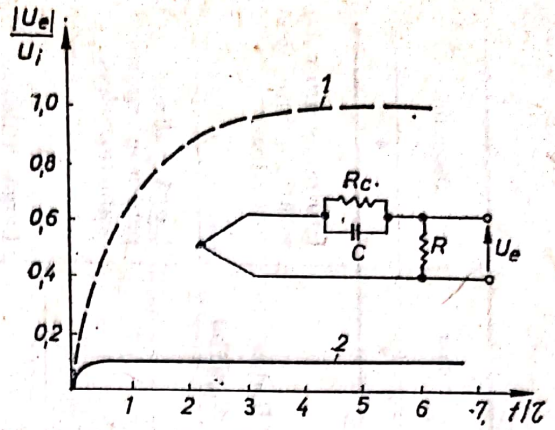


Fig. 12.33

1 — necompensat; *2* — compensat, cu $\alpha = 0{,}1$.

Înlocuind relaţiile (12.48) în (12.47), se obţine după transformări simple, raportul amplitudinilor (fig. 12.32)

$$\frac{U_2}{U_1} = \alpha \frac{1 + j\omega_f \tau_c}{1 + j\alpha\omega_f \tau_c}, \quad \text{sau} \quad \frac{|U_2|}{U_1} = \alpha \sqrt{\frac{1 + \omega_f^2 \tau_c^2}{1 + \alpha^2 \omega_f^2 \tau_c^2}}, \tag{12.49}$$

unde $\alpha = \dfrac{R}{R + R_c}$; $\tau_c = R_c C$; ω_c este pulsaţia semnalului de intrare;

Considerînd ansamblul format dintr-un termocuplu şi circuitul de compensare, raportul între amplitudinea semnalelor la ieşirea din sistem * şi amplitudinea la intrare este egal cu produsul rapoartelor amplitudinilor corespunzătoare componentelor (rel. 2.46 şi 12.49):

$$\frac{U_e}{U_i} = \frac{1}{1 + j\omega_f \tau} \cdot \alpha \frac{1 + j\omega_f \tau_c}{1 + j\alpha\omega_f \tau_c}, \tag{12.50}$$

şi dacă $\tau = \tau_c$,

$$\frac{|U_e|}{U_i} = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + (\omega_f \alpha \tau)^2}} = \frac{\alpha}{\sqrt{1 + (\omega_f \tau')^2}}. \tag{12.51}$$

În consecinţă, sistemul se caracterizează printr-o sensibilitate mai redusă ($\alpha < 1$) şi totodată printr-o constantă de timp micşorată ($\tau' = \alpha\tau$). Efectul compensării apare în figura 12.33 pentru cazul variaţiei în treaptă a temperaturii măsurate.

12.5. ALEGEREA METODEI DE MĂSURARE

Pentru stabilirea metodei de măsurare a temperaturii trebuie luate în considerare mai multe criterii: a) domeniul de măsurare; b) precizia şi sensibilitatea statică; c) răspunsul în frecvenţă, la măsurările în condiţii dinamice; d) posibilitatea transmiterii semnalului la distanţă şi a înregistrării rezultatelor; e) sensibilitatea faţă de agresivitatea mediului ambiant. Caracteristicile principalelor metode prezentate de măsurare a temperaturii sînt sintetizate în tabelul 12.10.

---

* Se acceptă proporţionalitatea între temperatură şi semnalul de tensiune; constanta de timp a termocuplului este τ.

Comparație între metodele de măsurare a temperaturii *Tabelul 12.10*

Instrumentul sau metoda de măsurare	Domeniul de măsurare [°C]		Precizia, obișnuită [1] / maximă	Răspuns tranzitoriu	Transmiterea indicațiilor la distanță	Înregistrarea indicațiilor	Preț	Observații
	Limite frecvente	Limite speciale						
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1. *Termometru de sticlă cu lichid*								
— alcool	—110...70	—	±0,5°C	Slab	Nu	Nu	Redus	Utilizat pentru măsurări curente, necostisitoare
— mercur	—35...300	—	0,05...0,2%				Variabil	
2. *Termometru manometric*								
— cu lichid	—35 ... 600	—200... 700	±1% sau ±1°	Slab	Da	Da		Largă utilizare pentru măsurări cu caracter tehnic
— cu vapori	—40 ... 350		±0,5%					
3. *Termometru bimetalic*	—50 ... 500	—	±0,25° / —	Slab	Nu	Da		Largă utilizare în dispozitive de control
4. *Termocuplu*								
— cupru/constantan	—200...400	—200 ... 600 [6]	±0,50% [2] sau 0,75° / ±0,25°	Bun, depinde de dimensiunea sîrmei	Da	Da	Redus; instalația electrică pentru măsurări de precizie scumpă	Largă utilizare pentru măsurări cu caracter tehnic
— fier/constantan	—200 ... 600	—200 .... 900 [6]	±1% [3] / ±0,25°					
— cromel/alumel	—50 ... 900	—50 ... 1300 [6]	±0,75% [4] / ±0,12°					Domeniu principal 700 ... 1200°C în atmosferă nereducătoare
— platin/platin-rhodiu	0 ... 1300	0 ... 1600 [6]	±0,25% / ±0,08°				Ridicat	Stabilitate în atmosferă oxidantă. Se deteriorează în atmosferă reducătoare

Scanned with OKEN Scanner

5. *Termometru cu rezistență*								
— rezistență de platină	−200... 650		±0,5% / ±0,025°	Satisfăcător-bine; depinde de dimensiunea elementului	Da	Da	Instalația electrică pentru măsurări de precizie este scumpă	Cea mai precisă dintre toate metodele de măsurare
— rezistență de cupru	−50 ... 150							
— rezistență de nichel	−50 ... 150							
— rezistență de wolfram								
— termistor	−100 ... 400	−100 ... 600	±0,5% / ±0,05°	Foarte bun				
6. *Metode de măsurare prin radiație*								
— radiație totală	400 ... 2000	Nelimitat	±5° ... 20° [5] / ±2° ... 10° [6]	Bun, depinde de tipul instrumentului	Da	Da	Mediu-înalt	Utilizare tot mai largă
— radiație monocromatică	800 ... 3000	Nelimitat	±2° ... 10° / —	Slab	Nu	Nu	Mediu	În special măsurători cu caracter tehnic

[1] În °C sau % din intervalul de măsurare al instrumentului; [2] între 100° și 400°C; [3] între 250° și 800°C; [4] între 350° și 1250°C; [5] la temperaturi înalte; [6] intermitent.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. Apostolescu, N. și Sfințeanu, D., *Analiza erorilor la măsurarea prin termocupluri a temperaturilor cilindrului unui motor răcit cu aer.* Sesiunea de comunicări științifice, I.N.M.T., 1977.
2. Barber, R. *A radiation pyrometer designed for in-flight measurement of turbine blades temperatures.* SAE Prepr. 1969, Nr. 432.
3. Bösch, N. *Temperature Measurement in Turbocharger Components.* CIMAC Congress, London, 1965.
4. Clifford, C.M. *Method of making small, pointed thermocouples.* Rev. Sci. Instr. 32, 1961, p. 336.
5. Doeblin, E.O. *Measurement Systems: Application and Design.*, cap. 8. McGraw-Hill Book Company, New-York, 1966.
6. Essers, E. ș.a. *Über das Messen von Kolbentemperaturen.* M.T.Z. 27 (1966) Nr. 6, 9, p. 260—263, 355—360.
7. Gruzsniczki, F. *Termocupluri pentru măsurarea temperaturilor peste 1 600°C.* Metrologia aplicată, nr. 4, apr. 1960.
8. Hassan, I. *Unsteady Heat Transfer in a Motored I.C. Engine Cylinder. Proc. Instn. Mech. Engrs.* 1970—71 Vol. 185 72/71, p. 1139—1148.
9. Holman, J.P. *Experimental Methods for Engineers.* McGraw-Hill Book Company, New York, 1971.
10. Moeller, F. și Meyer, H. *Oberflächentemperaturmessungen. Fehler bei der Messung mit Thermoelementen. Archiv Technisches Messen* nr. 323, dec. 1962 și nr. 324, ian. 1963.
11. Muzio, L. J. *Theoretical and experimental investigation of temperature and composition during combustion in a closed system.* Report No. TS—70—7, University of California, Berkeley, 1970.
12. Popa, B. și Bățagă, N. *Principii și metode de măsurare a temperaturii.* Metrologia aplicată 1962 Nr. 5.
13. Tourin, R.H. *Spectroscopic Gas Temperature Measurement.* Amsterdam-New York Elsevier Publishing Comp. 1966.
14. Vezeanu, P. și Pătrașcu, St. *Măsurarea temperaturii în tehnică.* Edit. tehnică, București, 1969.
15. Vickers, P.T. *Proper Probes Keep Thermocouples Reading True.* SAE Journal, 72 (1964) Nr. 12 (dec.), p. 54—57.
16. Whitehouse, N.D. *Heat Transfer in a Quiescent Chamber Diesel Engine.* Proc. Instn. Mech. Engrs. 1970—71 Vol. 185 73/71, p. 963—975.
17. * * * STAS 8703—70. *Mijloace pentru măsurarea temperaturii. Terminologie.*
18. * * * STAS 8421—77. *Termocupluri tehnice. Condiții tehnice generale de calitate.*

Scanned with OKEN Scanner

13

STUDIUL EXPERIMENTAL AL JETURILOR DE COMBUSTIBIL LICHID

Introducere. Cunoașterea configurației și structurii jeturilor de combustibil lichid prezintă o importanță primordială pentru proiectarea instalațiilor de ardere a unui număr considerabil de tipuri de mașini și instalații termice: camere de ardere și injectoare pentru motoare diesel și turbine cu gaze, focare și injectoare de combustibil lichid pentru instalații de producerea aburului etc.

Complexitatea proceselor care determină formarea jetului de combustibil lichid nu a permis, pînă în prezent, posibilitatea de descriere corespunzătoare, pe cale matematică, a acestora. În consecință, singura metodă eficientă de dezvoltare a instalațiilor de injecție, pe de o parte și de stabilire a arhitecturilor camerelor de ardere, pe de altă parte, o constituie determinarea, pe cale experimentală, a caracteristicilor jetului de combustibil lichid.

Un asemenea jet este format, în principiu, dintr-un nor de picături caracterizate printr-o distribuție statistică a dimensiunilor și vitezelor lor. Descrierea matematică presupune posibilitatea de a exprima aceste distribuții statistice, sub formă analitică, la fiecare moment de timp și în fiecare regiune a spațiului în care se dezvoltă jetul. Întrucît însăși obținerea datelor experimentale, necesare aproximării acestor distribuții, ridică încă dificultăți care nu pot fi depășite de dezvoltarea actuală a tehnicilor experimentale, se recurge la o descriere matematică simplificată, pe baza unui număr mai redus de parametri.

Astfel, configurația spațială a jetului (fig. 13.1) poate fi apreciată prin cunoașterea penetrației (L) și dispersiei (δ) a acestuia.

Structura microscopică a jetului poate fi apreciată prin determinarea distribuției globale de dimensiuni, pe întregul jet, sau a unor distribuții parțiale, în planuri succesive plasate în lungul axei jetului.

13.1. STUDIUL CONFIGURAȚIEI MACROSCOPICE A JETULUI

Cunoașterea configurației spațiale a jetului de combustibil lichid este importantă pentru corelarea ei cu arhitectura camerei de ardere, precum și pentru stabilirea interacțiunii dintre jet și eventuala mișcare pe care aerul o execută în camera de ardere.

În cazul în care instalația de injecție funcționează în regim continuu (turbine cu gaze, focare) jetul capătă o con-

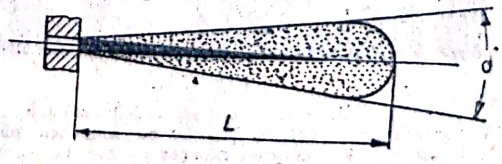


Fig. 13.1

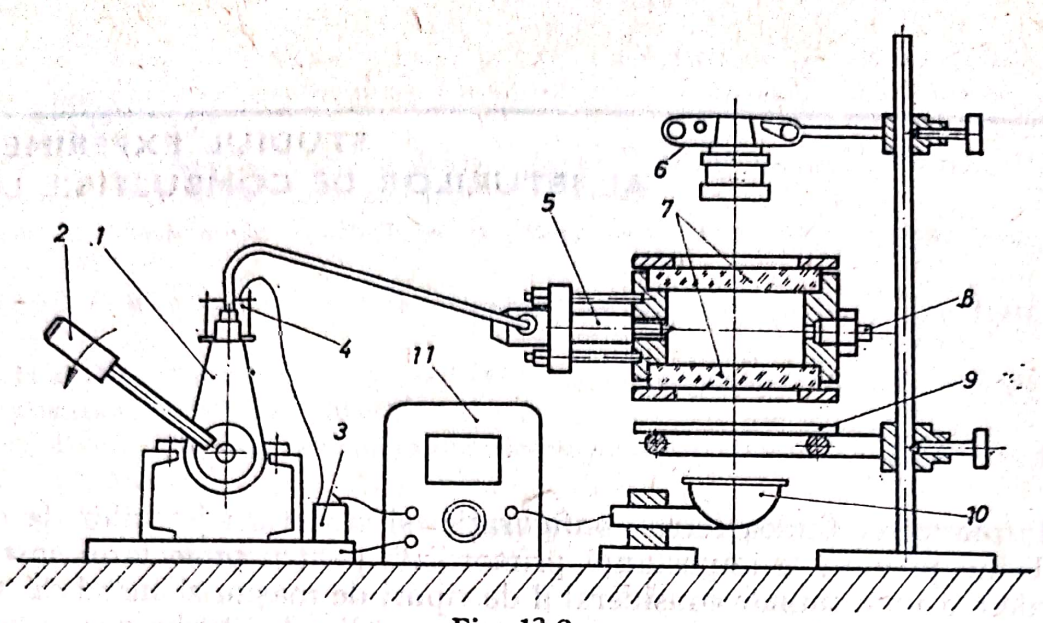


Fig. 13.2

1 — pompă de injecție; *2* — maneta de declanșare a injecției; *3* — baterie de 4,5 V; *4* — contact mobil; *5* — injector; *6* — aparat foto; *7* — ferestre de cuarț; *8* — orificiu de introducere a azotului sub presiune; *9* — geam mat; *10* — lampă stroboscopică; *11* — stroboscop.

figurație stabilizată care poate fi determinată experimental prin fotografiere directă. În cazul în care, însă, instalația de injecție lucrează în regim intermitent (motoare diesel) configurația jetului se modifică în timp și spațiu. Determinarea experimentală a acestei evoluții se poate face prin cinematografiere rapidă (§ 4.3.3) sau prin fotoînregistrarea unor etape distincte ale procesului de injecție, cu ajutorul unui impuls luminos produs de o lampă stroboscopică (§ 4.2.2). Acest ultim procedeu este mult mai simplu, el putînd fi realizat chiar cu aparatură fotografică standard. Schema de principiu a unei asemenea aparaturi [3] este reprezentată în figura 13.2. Injectorul introduce combustibilul într-o cameră prevăzută cu două ferestre paralele confecționate din cuarț optic. În interiorul camerei se introduce în prealabil un gaz inert (N_2 sau He) la o presiune corespunzătoare celei din cilindrul motorului la începutul injecției (sau presiunea medie pe durata injecției). Pompa de injecție utilizată este de tipul cu acumulator mecanic, cursa activă fiind determinată de destinderea, declanșată mecanic, a unui resort pretensionat. Solidar cu pistonul elementului de pompare se montează un contact mobil a cărui poziție poate fi reglată cu ajutorul unui șurub cu pas fin (fig. 13.3) și care, pe

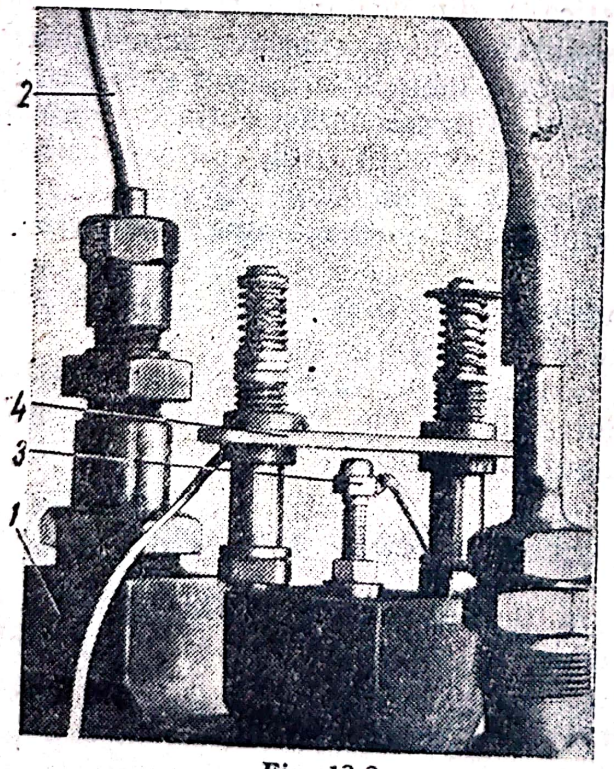


Fig. 13.3

1 — pompă de injecție; *2* — conducta de înaltă presiune; *3* — contact mobil reglabil (solidar cu mișcarea pistonului pompei); *4* — contact montat elastic pe suporți de ghidare.

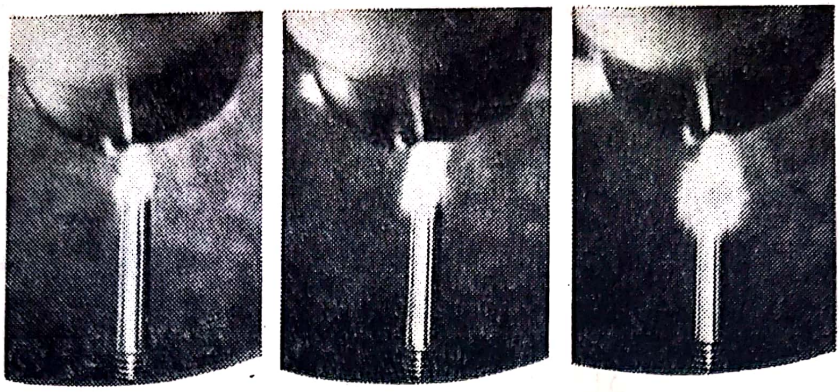


Fig. 13.4

parcursul mişcării pistonului atacă, la un moment dat, un contact aplicat elastic pe un opritor. În momentul atingerii celor două contacte se închide circuitul de comandă al lămpii stroboscopice. Instalaţia lucrează în interiorul unei camere obscure. După deschiderea obturatorului aparatului fotografic se declanşează injecţia şi se obţine astfel o fotoînregistrare. Surprinderea altei etape de dezvoltare a jetului se face modificînd poziţia şurubului reglabil şi repetînd aceleaşi operaţii. În figura 13.4 este reprezentată o secvenţă de 3 imagini obţinute la începutul procesului de injecţie [11].

13.2. DETERMINAREA LEGII DE INJECŢIE

Spre deosebire de instalaţiile de injecţie care funcţionează în regim continuu furnizînd un debit constant de combustibil, instalaţiile de injecţie cu funcţionare intermitentă debitează combustibil după o lege caracteristică fiecărui echipament în parte. Cunoaşterea acestei legi precum şi variaţiile ei, în funcţie de modificarea regimului de sarcină a motorului, prezintă o importanţă deosebită pentru acordarea caracteristicilor echipamentului de injecţie cu cele ale motorului diesel.

O posibilitate, relativ simplă, de determinare experimentală a legii de injecţie o constituie realizarea dispozitivului din figura 13.5. Dispozitivul a fost executat la Catedra de motoare cu ardere internă din I.P.B. [7] prin modificarea corpului unui traductor piezoelectric de presiune (tip DH 1000 RFT) astfel încît, la unul din capete să poată fi adaptat injectorul cercetat iar la celălalt o diuză calibrată. Debitul injectat (Q_{inj}) depinde de diferenţa care se realizează între presiunea combustibilului în interiorul dispozitivului (p_c) şi presiunea mediului ambiant (p_0), în care are loc curgerea combustibilului din dispozitiv, de secţiunea de curgere (f_d) a diuzei calibrate şi de coeficientul de debit (μ_d) al acesteia, de volumul de combustibil existent în interiorul dispozitivului (V_c), precum şi de caracteristicile fizice ale combustibilului la temperatura de lucru, densitatea (ρ) şi modulul de elasticitate (E):

$$Q_{inj} = \mu_d f_d \sqrt{\frac{2}{\rho}} \sqrt{p_c - p_0} + \frac{V_c}{E} \frac{dp_c}{dt}. \qquad (13.1)$$

Realizînd o valoare mică a volumului (V_c) în care se acumulează combustibilul în interiorul dispozitivului şi asigurînd condiţii de curgere, astfel încît

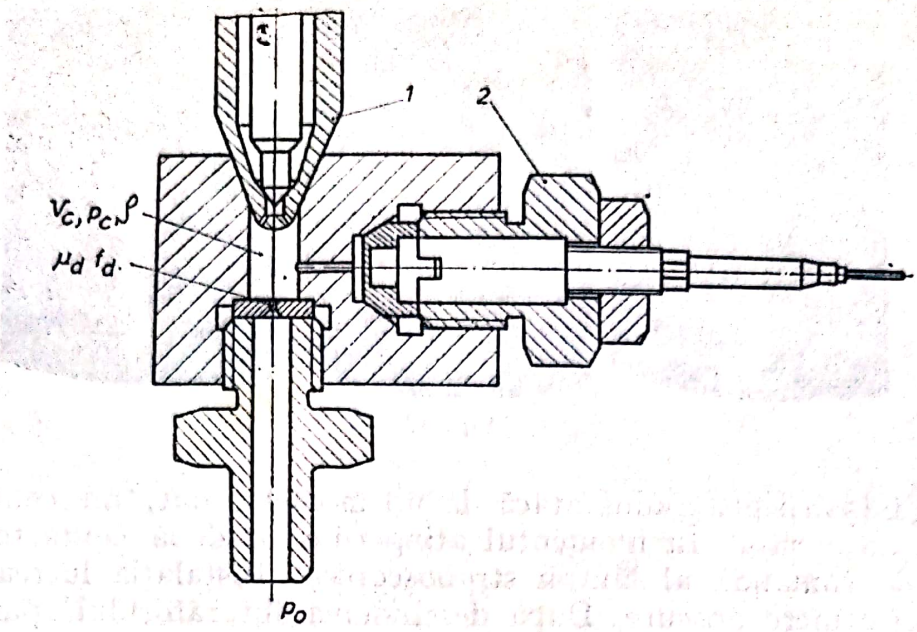


Fig. 13.5
1 — injector; *2* — traductor piezoelectric de presiune.

presiunea din dispozitiv să nu depășească 70 daN/cm², termenul care exprimă compresibilitatea combustibilului în relația (13.1) devine neglijabil:

$$Q_{inj} \approx \mu_d f_d \sqrt{\frac{2}{\rho}} \sqrt{p_c - p_0}. \qquad (13.2)$$

Determinînd, în prealabil, secțiunea reală de curgere prin diuză ($\mu_d f_d$), pe un banc de presiune constantă, se poate calcula legea de injecție, prin prelucrarea oscilogramei de presiune măsurate în dispozitiv. O asemenea oscilogramă, împreună cu diagrama de ridicare a acului injectorului sînt prezentate în figura 13.6 iar în figura 13.7 este redată legea de injecție sub formă diferențială și integrală, așa cum a fost obținută prin prelucrarea oscilogramei.

Precizia acestei metode este suficient de bună, erorile față de determinările globale obținute la bancul de centicubare nedepășind, la regimurile de sarcină mare, 5 ÷ 6%.

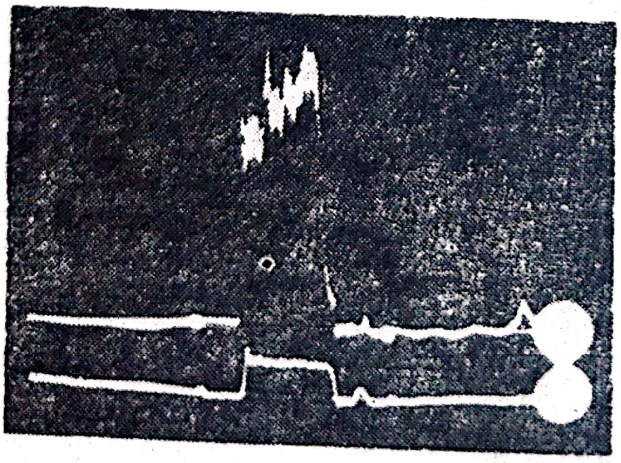


Fig. 13.6

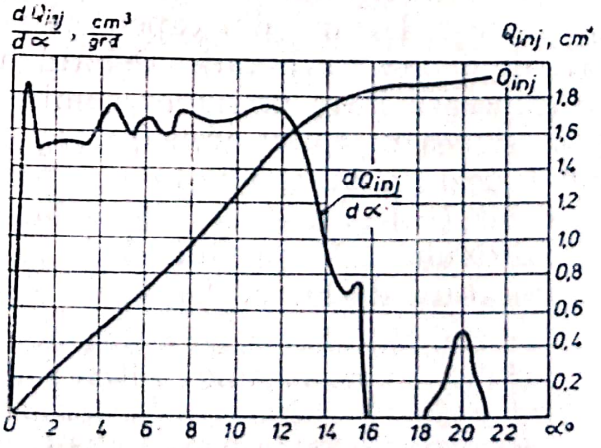


Fig. 13.7

Scanned with OKEN Scanner

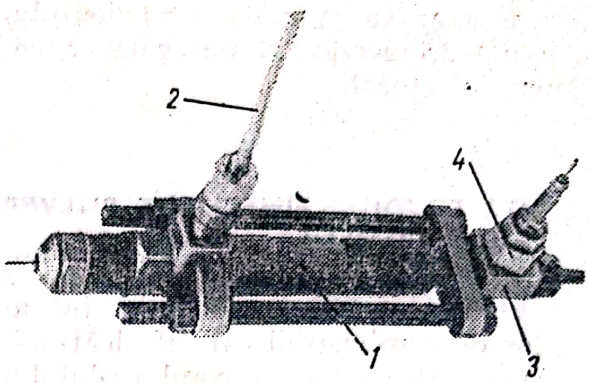


Fig. 13.8

1 — corpul injectorului; *2* — conducta de înaltă presiune; *3* — corpul dispozitivului pentru determinarea legii de injecție; *4* — traductor de presiune piezoelectric.

O vedere de ansamblu a dispozitivului descris este prezentată în figura 13.8.

O altă metodă de determinare directă a legii de injecție constă în plasarea pe corpul diuzei injectorului a unui traductor tensometric destinat măsurării presiunii combustibilului (§ 7.1.2), în spațiul pe care acesta îl ocupă, în corpul diuzei sub acul injectorului [4]. Etalonînd în prealabil secțiunea reală de curgere a diuzei injectorului ($\mu_i f_i$), pe un banc de presiune constantă, legea de injecție poate fi calculată, tot cu relația (13.2) în care secțiunea reală de curgere din dispozitiv ($\mu_f d_f$) se înlocuiește cu cea a diuzei injectorului folosit ($\mu_i f_i$). În figura 13.9 este reprezentat un injector echipat cu traductoare tensometrice de presiune iar în figura 13.10 oscilogramele de presiune în punctele de măsurare (*3* — în corpul diuzei, sub acul injectorului).

Utilizarea acestei metode ridică unele probleme legate de compensarea termică a traductoarelor tensometrice. Pentru realizarea unei precizii ridicate

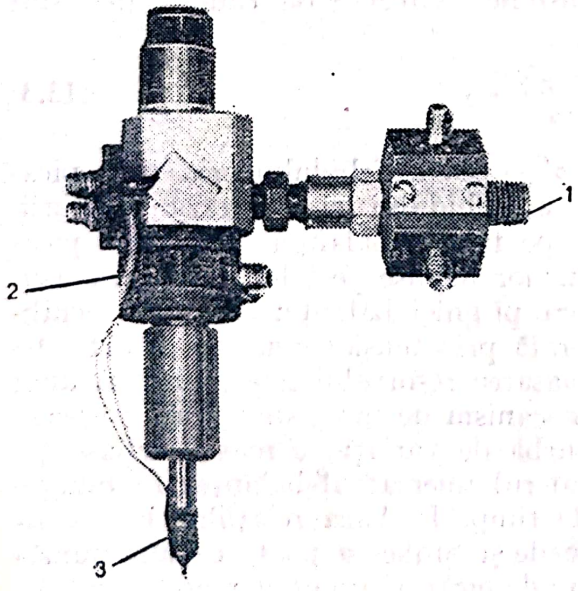


Fig. 13.9

1 — traductor de presiune pentru conductă, la intrarea în injector; *2* — traductor de presiune montat la intrarea în diuza injectorului; *3* — traductor de presiune realizat imediat deasupra orificiului de injecție.

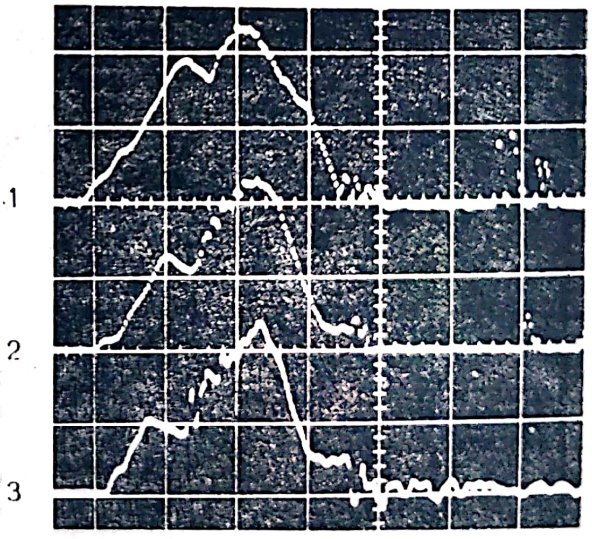


Fig. 13.10

1 — variația presiunii combustibilului pe conducta de înaltă presiune, la intrarea în corpul injectorului; *2* — variația presiunii combustibilului la intrarea în corpul diuzei injectorului; *3* — variația presiunii combustibilului în amontele orificiului de injecție.

Scanned with OKEN Scanner

este necesar ca valoarea coeficientului de dilatare a materialului activ al mărcii tensometrice să fie egală cu cea a materialului din care este confecționat injectorul.

13.3. STUDIUL FINEȚEI DE PULVERIZARE A JETULUI

Finețea de pulverizare a jetului, adică distribuția de dimensiuni a picăturilor de combustibil care îl alcătuiesc, constituie un factor esențial pentru viteza de vaporizare a combustibilului în camera de ardere. Determinarea experimentală a acestei distribuții este îngreunată de numărul extrem de mare de picături și de dimensiunile lor extrem de mici.

Stabilirea distribuției globale de dimensiuni, pe întregul jet, se face cel mai bine prin metodele bazate pe congelarea jetului.

În cadrul metodei congelării indirecte, combustibilul este înlocuit cu o ceară avînd o temperatură de topire relativ ridicată. Ceara este încălzită în prealabil la circa 90°C pentru a căpăta o viscozitate aproximativ egală cu cea a combustibilului cu care funcționează în mod normal injectorul. Pulverizate într-un recipient menținut la o temperatură joasă, picăturile de ceară se solidifică și pot fi triate prin cernere pe un set de site calibrate. După cîntărirea cantităților de picături de ceară, rămase pe fiecare sită, se poate determina numărul de picături produs în fiecare interval de dimensiuni.

În cadrul metodei congelării directe, injectorul este alimentat cu apă care este pulverizată în hexan răcit la —20°C cu zăpadă carbonică plasată în jurul vasului de congelare [5]. Picăturile se solidifică foarte rapid și se acumulează pe lamele unui sistem de jaluzele (fig. 13.11). Cînd toate picăturile s-au depozitat pe jaluzel, acesta este deschis și picăturile cad prin hexan pînă la talerul unei balanțe foarte sensibile. Vitezele de cădere (w) sînt precizate de formula lui Stokes:

$$w = \frac{2(\rho - \rho')gr^2}{9\nu}, \qquad (13.3)$$

unde ρ reprezintă densitatea picăturii, ρ' — cea a lichidului prin care picătura cade, ν — viscozitatea cinematică a lichidului și r — raza picăturii. Picăturile cele mai mari ajung primele pe talerul balanței. Greutatea picăturilor depuse pe taler acționează asupra pîrghiei balanței care este echilibrată prin tensionarea unui resort. Deplasarea resortului este transmisă unui mecanism de înregistrare care trasează curba de variație a masei depuse pe talerul imersat al balanței, în funcție de timp. Pe baza relațiilor lui Arhimede și Stokes se poate calcula numărul de picături avînd diametrele cuprinse în anumite intervale de dimensiuni. Întrucît timpul total de depunere a picăturilor este de circa 10 min trebuie luate măsuri care să asigure menținerea con-

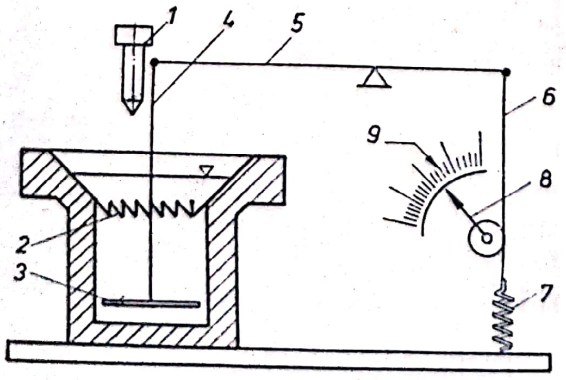


Fig. 13.11

1 — injector; *2* — jaluzel; *3* — platou; *4* — cablu; *5* — pîrghie; *6* — cablu; *7* — resort; *8* — ac indicator; *9* — cadran.

Scanned with OKEN Scanner

stantă a temperaturii hexanului în vederea asigurării unor valori riguroase ale constantelor fizice ale acestuia.

Dacă se dorește efectuarea determinării, direct pe combustibilul cu care urmează să funcționeze injectorul, injecția se efectuează în azot lichid. Experiența arată că, în limitele uzuale de viteze și dimensiuni de picături, nu se produce nici coalescența nici dezintegrarea acestora [5]. Cernerea, cu site etalon, în azotul lichid, permite separarea picăturilor pe clase de dimensiuni, iar prin colectarea conținutului sitelor în cilindri gradați se poate calcula, după topirea combustibilului, numărul de picături în interiorul fiecărei clase de dimensiuni.

Determinarea locală și temporală a structurii unui jet nu este posibilă decît prin realizarea unei înregistrări fotografice a unei secțiuni a jetului, la un moment dat. Efectuarea unei fotografii corespunzătoare ridică o serie de probleme legate de punerea la punct a imaginii și de iluminarea intensă, numai a acelei secțiuni din jet care urmează să fie înregistrată. O tehnică deosebit de ingenioasă pentru realizarea unor asemenea fotoînregistrări [2] se bazează pe excitarea, pînă la emisie fluorescentă, a picăturilor de combustibil care trebuie să devină vizibile în imagine. Pentru obținerea acestui efect, combustibilul utilizat se aditivează cu substanțe care să fie capabile să emită radiații în domeniul spectrului vizibil și care să posede perioade foarte mici de inducție și extincție a fenomenului de fluorescență ($< 10^{-7}$ s). Experimental s-au găsit, ca cei mai adecvați aditivi: soluția apoasă diluată de uraniu (≈ 5 g uraniu/l.comb.) și rhodamina B ($\approx 4{,}5$ g/l.comb.) Aceste substanțe au o perioadă totală de inducție și extincție de circa 5.10^{-9} s și sînt solubile în numeroase tipuri de combustibili.

Schema generală a instalației de fotografiere este prezentată în figura 13.12. O lampă stroboscopică (§ 4.2.2) cu vapori de mercur și tub capilar este aprinsă prin intermediul descărcării unei baterii de condensatori de cca 0,15 μF încărcați la 11 kV. Energia luminoasă produsă este concen-

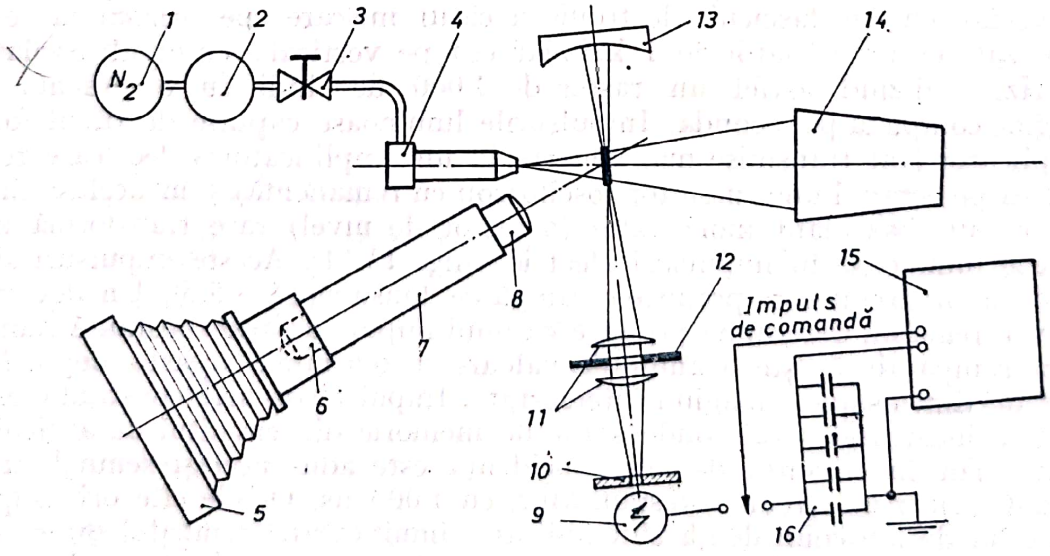


Fig. 13.12

1 — butelie de azot sub presiune; *2* — rezervor de combustibil; *3* — robinet; *4* — injector; *5* — aparat fotografic; *6* — obiectiv; *7* — inel de distanță; *8* — obiectiv adițional; *9* — lampă stroboscopică; *10* — diafragmă; *11* — lentile condensoare; *12* — difragmă; *13* — oglindă sferică; *14* — exhaustor; *15* — sursă de alimentare de înaltă tensiune; *16* — baterie de condensatoare.

Scanned with OKEN Scanner

tratată într-un fascicul plat, foarte subțire, cu ajutorul unei diafragme de tip fantă și a unor lentile condensoare. Fasciculul intersectează jetul, aproape perpendicular pe axa lui și iradiază numai o secțiune, de grosime foarte mică, a acestuia. Picăturile din secțiunea iradiată devin la rîndul lor surse primare de radiație (datorită aditivului) emițînd într-o bandă de 450 ... 550 nm. Întreaga instalație este montată rigid pe un suport iar injectorul poate fi deplasat pe un sistem de ghidaje și poziționat, foarte precis, cu ajutorul unui dispozitiv cu 3 micrometre. Sistemul realizează o mărire liniară (§ 4.1.1) de $20,00 \pm 0,05$ iar la copierea pe hîrtie, care trebuie realizată cu restituire (§ 4.1.6) datorită înclinării dintre axul optic și cel al jetului, se mai poate obține o mărire liniară de circa 30 ori. În acest fel se pot măsura, cu o eroare de maximum 10%, picături avînd un diametru minim de 5 μm.

Metoda descrisă a fost perfecționată ulterior [6] prin folosirea, ca sursă de radiație excitantă, a unui laser cu rubin. Cu ajutorul unui sistem special de comandă, laserul este aprins de două ori, cele două impulsuri luminoase fiind separate printr-un interval de timp de 10 μs. În felul acesta devine posibil, prin prelucrarea fotografiei, calculul vitezelor de deplasare a picăturilor și al vitezelor de vaporizare a acestora.

Următoarea problemă ridicată de determinarea structurii dimensionale a jetului, atunci cînd se dispune de o fotoînregistrare, este aceea a numărării picăturilor și a trierii lor pe clase de dimensiuni. Dată fiind multitudinea de picături și de dimensiuni, se preferă, în vederea corectitudinii rezultatelor, realizarea operației de numărare și sortare, în mod automat, pe cale electronică.

Tehnicile și procedeele utilizate în acest sens sînt variate și numeroase [1], [8], [9], [10]. În esență toate pornesc de la baleiajul clișeului negativ cu o rază de lumină și detectarea implusurilor luminoase, produse de intersecția cu imaginea unei picături, prin focalizarea acesteia asupra unui tub fotomultiplicator (§ 4.2.4). Schema bloc a unei asemenea instalații [10] este redată în figura 13.13.

Clișeul cercetat este aplicat pe ecranul unui tub catodic (§ 3.6.3) care este baleiat cu un fascicul electronic a cărui mișcare, pe orizontală, este sincronizată cu un oscilator de 1 kHz iar cea pe verticală, cu un alt oscilator de 1 Hz, realizînd astfel un raster de 1 000 de linii cu o cadență de 1 imagine completă pe secundă. Impulsurile luminoase captate de tubul fotomultiplicator sînt transmise mai departe la un amplificator video, care redă imaginea pe ecranul unui monitor (osciloscop cu remanență) și în același timp la un circuit basculant monostabil (detector de nivel) care transformă impulsurile luminoase în impulsuri electrice (fig. 13.14). Aceste impulsuri sînt aplicate unui circuit care produce o rampă de tensiune (§ 3.5.6). Un detector de nivel, reglabil, determină producerea unui impuls de arie constantă numai atunci rampa depășește o anumită valoare a tensiunii, aceasta depinzînd direct de dimensiunea imaginii intersectate. Impulsul de arie constantă este folosit la încărcarea unui condensator de memorie din circuitul de anticoincidență. Tot în circuitul de anticoincidență este adus același semnal, însă întîrziat, printr-un circuit corespunzător, cu 1 000 μs. Ori de cîte ori asupra circuitului de anticoincidență sînt aplicate simultan atît semnalul direct cît și cel întîrziat, este blocată descărcarea condensatorului de memorie, prin circuitul care produce impulsuri la intrarea în numărător. În felul acesta, un semnal luminos provenit de la imaginea aceleiași picături va fi înnumărat o singură dată (fig. 3.15). Discriminatorul de dimensiuni de particule permite

Scanned with OKEN Scanner

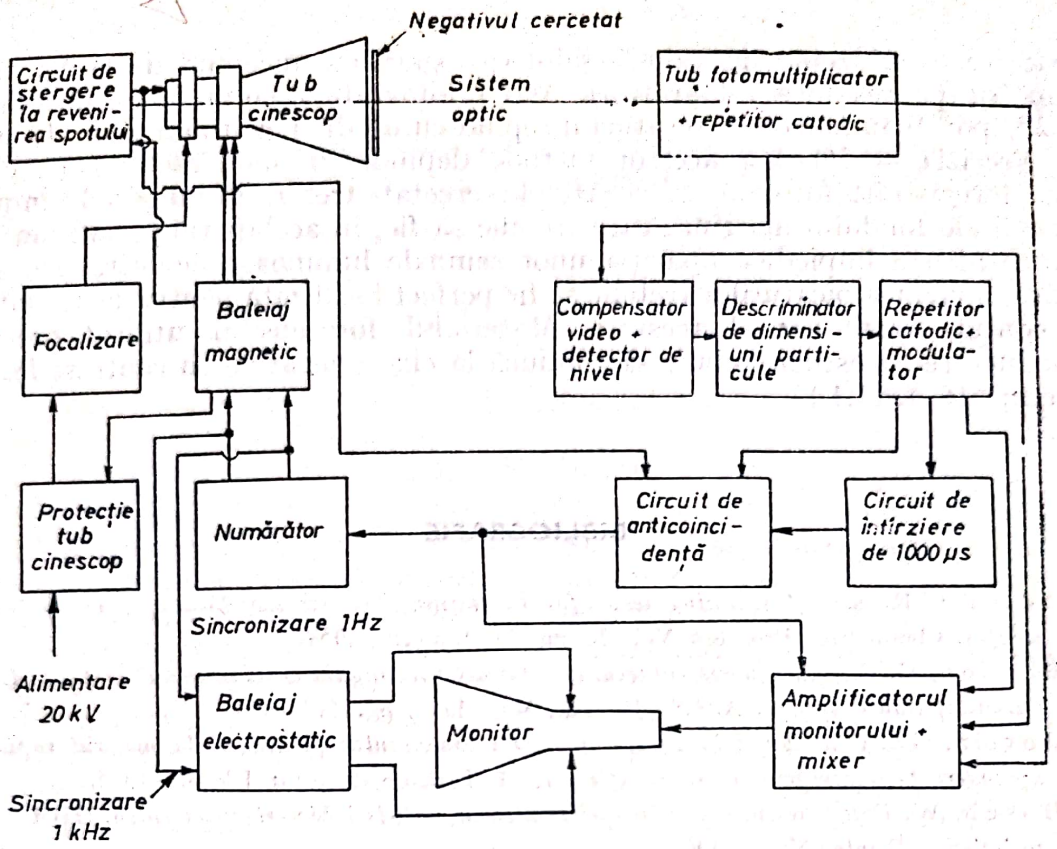


Fig. 13.13

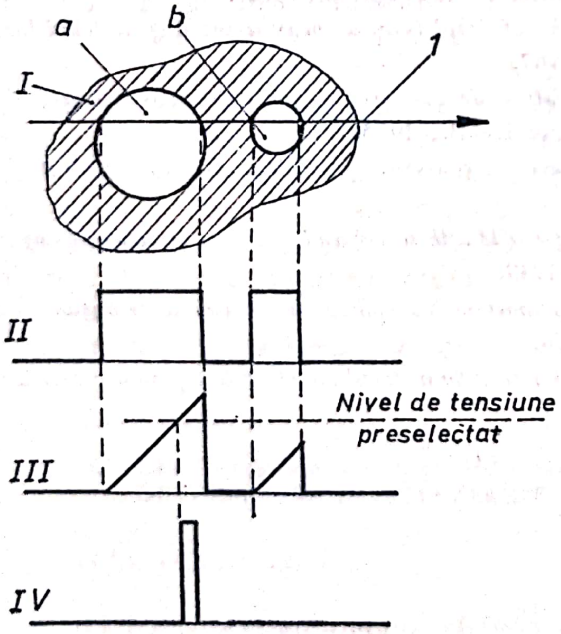


Fig13.14

I — fragment din negativul cercetat; *II* — semnalul de tensiune generat de tubul fotomultiplicator; *III* — semnalul produs de generatorul de rampă; *IV* — impuls produs de detectorul de nivel; *1* — linie baleiată; *a* — particulă mai mare decît o dimensiune dată; *b* — particulă mai mică decît o dimensiune dată.

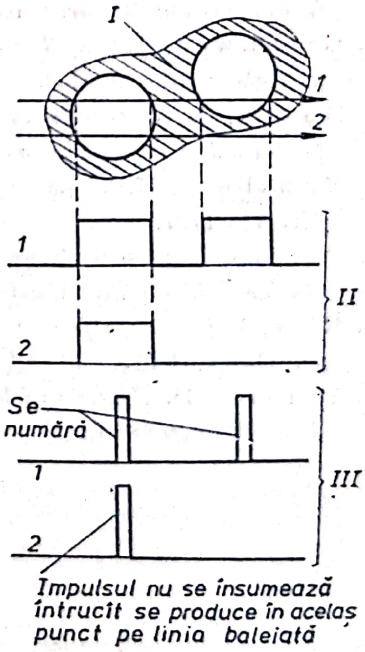


Fig. 13.15

I — fragment din negativul cercetat; *II* — semnale de tensiune provenite de la două baleiaje succesive; *III* — impulsurile de tensiune declanșate de semnalele produse de două linii succesive de baleiaj.
1,2 — linii succesive de baleiaj.

Scanned with OKEN Scanner

separarea a 12 trepte de valori, eșalonate logaritmic, începînd de la 0,25 mm diametru (pe imaginea fotografică). Astfel, fotografiind cu un factor de mărire de 25, pot fi înnumărate picături începînd cu un diametru minim de 10 μm.

Precizia de lucru a acestor metode depinde, în mod esențial, de calitatea înregistrării fotografice. Negativele cercetate trebuie să nu posede imperfecțiuni ale fondului imaginii, care trebuie să fie, în același timp, suficient de opac pentru a împiedica apariția unor semnale luminoase nedorite. De asemenea, imaginea picăturilor trebuie să fie perfect focalizată pentru a se obține un contur foarte net al acestora. Materialul fotosensibil utilizat precum și prelucrarea acestuia trebuie să conducă la clișee negative cu contrast foarte puternic (§ 4.4.1.1.).

BIBLIOGRAFIE

1. Adler, C. R. ș.a., *A scanning device for determining the size distribution of spray droplet images.* Chem. Eng. Progress, Vol. 50, pg. 14, January, 1954.
2. Benson, G. M., ș.a. *Fluorescent technique for determining the cross sectional drop size distribution of liquid sprays.* A.R.S. Journal, May 1960, pg. 447—454.
3. Borilă, Gh. *Contribuții la studiul formării amestecului și arderii la motorul rapid cu aprindere prin comprimare și injecție directă.* Teză de doctorat I.P.B.— 1975.
4. Bosch, W. *Druckmessung in Einspritzsystemen mittels DMS-Messelementen.* HBM Messtechnische Briefe. Nr. 2, 1968.
5. Corbeau, J. *Etude de l'injection dans les foyers des moteurs-fusees. Experimental Methods in Combustion Research AGARD-NATO*-Paris, 1964. Pergamon Press.
6. Groenweg, J. ș.a. *Fluorescent photography of droplets in a spray using a Q-switched laser as light source. NASA* — CR — 72251, 1967.
7. Manea, A. *Contribuții la studiul caracteristicii de injecție în condițiile apariției golurilor pe traseul pompă-injector.* Teză de doctorat I.P.B., 1975.
8. Mansberg, H.P., ș.a. *Spot scanner counts micron-sized particles. Electronics,* Vol. 30, Nr. 12, 1957.
9. Parent, K.J., și Schumann, R.W. *A pulse length sorter and counter. Proceedings of the National Electronics Conference.* Vol. V., 1949.
10. Rice, E.J., *The effect of selected fluid parameters on spatial drop size distribution.* Ph. D. Thesis, University of Wisconsin, 1966.
11. Taraza, D. *Contribuții la studiul autoaprinderii în motorul cu aprindere prin comprimare.* Teză de doctorat I.P.B.— 1975.

Scanned with OKEN Scanner

14

CERCETAREA EXPERIMENTALĂ A FORMĂRII AMESTECULUI ȘI ARDERII

Introducere. Procesele formării amestecului și arderii oferă o tematică de cercetare experimentală variată și complexă. Prin natura obiectivelor și/sau caracterul specific al tehnicii de cercetare folosite, se pot distinge însă trei categorii principale de cercetări fundamentale, vizînd: a) determinarea temperaturii, presiunii și a vitezelor în flacără; b) precizarea particularităților generale ale proceselor formării amestecului, apariției și evoluției flăcării, determinarea vitezei de propagare a flăcării și a vitezei de ardere; c) determinarea compoziției chimice în flacără și în masa gazelor arse. Cercetările se efectuează în instalații experimentale speciale, care simulează camerele de ardere reale (bombe, modele de focare sau camere de ardere de turbină, mașini cu piston cu compresiune rapidă monociclu etc.), sau în mașinile reale, instrumentate corespunzător.

Metodele uzuale de măsurare a temperaturii, presiunii și vitezei pentru regimul subsonic caracteristic arderii în mașinile termice, care fac obiectul acestei lucrări, au fost prezentate în capitolele consacrate măsurării acestor mărimi. Alegerea metodei de măsurare se face cu considerarea modului în care decurge arderea, cu flacără staționară sau liberă. De exemplu, temperatura flăcărilor staționare se poate măsura cu termocupluri sau termorezistențele miniaturale fixe prin metodele radiației. Pentru flăcările libere se aplică în mod frecvent metodele radiației; alte metode speciale, care nu au fost prezentate*, sînt rar folosite.

În cele ce urmează se prezintă celelalte două categorii de cercetări.

14.1. CERCETAREA EVOLUȚIEI FORMĂRII AMESTECULUI ȘI ARDERII. DETERMINAREA VITEZEI DE PROPAGARE A FLĂCĂRII

14.1.1. Flăcări libere

14.1.1.1. **Metode optice. Metoda fotoînregistrării directe.** Viteza de propagare a flăcării libere poate fi determinată prin înregistrarea fotografică a pozițiilor ocupate succesiv, la intervale cunoscute de timp. Totodată, fotoînregistrările spațiului în care se propagă flacăra oferă și alte numeroase informații asupra procesului arderii și eventual asupra proceselor formării amestecului.

* De exemplu metoda vitezei sunetului în flacără.

Precizia determinării este condiționată de utilizarea unui timp de expunere extrem de redus, pentru ca poziția înregistrată a flăcării să corespundă cît mai exact poziției instantanee reale din momentul considerat. Aceeași condiție trebuie respectată și pentru claritatea înregistrării. De aceea, la fotoînregistrarea directă trebuie să se opereze în general cu iluminare artificială puternică și cu peliculă de mare sensibilitate. Sursele luminoase, de tipul cu filament sau tub cu gaze, se dispun în partea opusă aparatului de filmare (iluminare directă, din spate), sau de aceeași parte a acestuia (iluminare indirectă, prin reflexie — v. fig. 14.1). Funcționarea sursei luminoase este sincronizată cu a aparatului de filmare. Durata de expunere a putut fi redusă astfel pînă la 20 μs. Cu o sursă laser de iluminare, la fotoînregistrarea procesului injecției în camera de ardere a unui motor diesel, durata minimă de expunere a fost considerabil mai scurtă: 25 ns. Dificultatea iluminării suficiente pentru o înregistrare cu timp foarte redus de expunere a impus adeseori să se renunțe la metoda înregistrării directe, în favoarea tehnicii schlieren.

Accesul optic în camera de ardere sau bomba experimentală cu pereți metalici, se realizează prin inserarea unor ferestre transparente, realizate din materiale rezistente la acțiunea gazelor, în condițiile de presiune și temperatură din timpul arderii. Pentru fotoînregistrări, ferestrele se execută în mod curent din cuarț. Mai rar întrebuințate, anumite materiale, cunoscute de exemplu sub denumirile comerciale Perspex sau Lucite, au avantajul că se modelează și se adaptează în peretele metalic mai ușor decît cuarțul.

Determinarea vitezei de propagare a flăcării se poate efectua în două variante de fotoînregistrare: continuă și de ansamblu.

Metoda înregistrării continue se realizează prin deplasarea continuă a filmului, perpendicular pe direcția în care avansează imaginea flăcării. Principiul metodei este ilustrat în figura 14.2. Instalația de filmare este orientată spre o fantă dirijată după direcția în care avansează flacăra. Panta imaginii înregistrate definește viteza aparentă de propagare după direcția fantei.

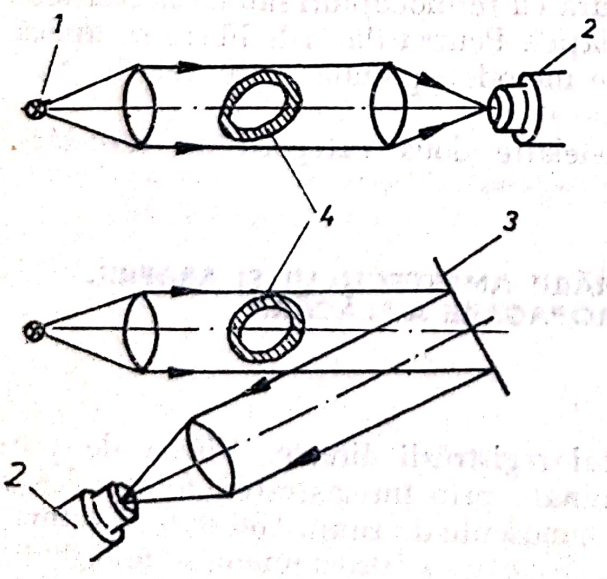


Fig. 14.1

1 — sursă luminoasă; *2* — aparat fotografic; *3* — perete reflectorizant; *4* — flacăra.

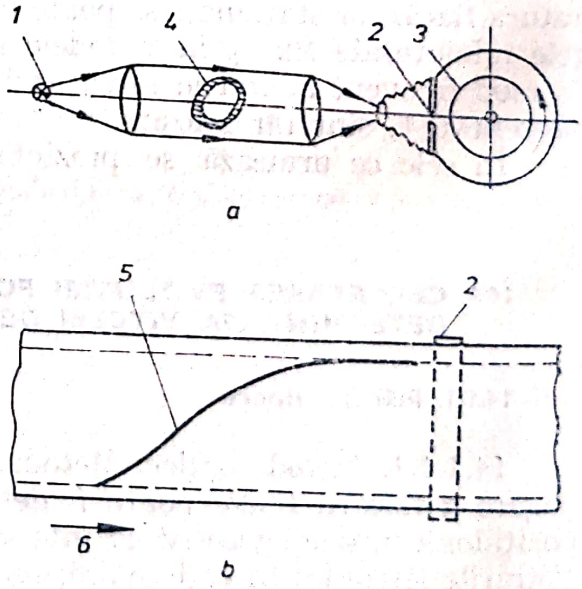


Fig. 14.2

1 — sursă luminoasă; *2* — fantă; *3* — tambur cu pelicula fotografică; *4* — flacăra; *5* — urma flăcării; *6* — sensul de deplasare a filmului.

Scanned with OKEN Scanner

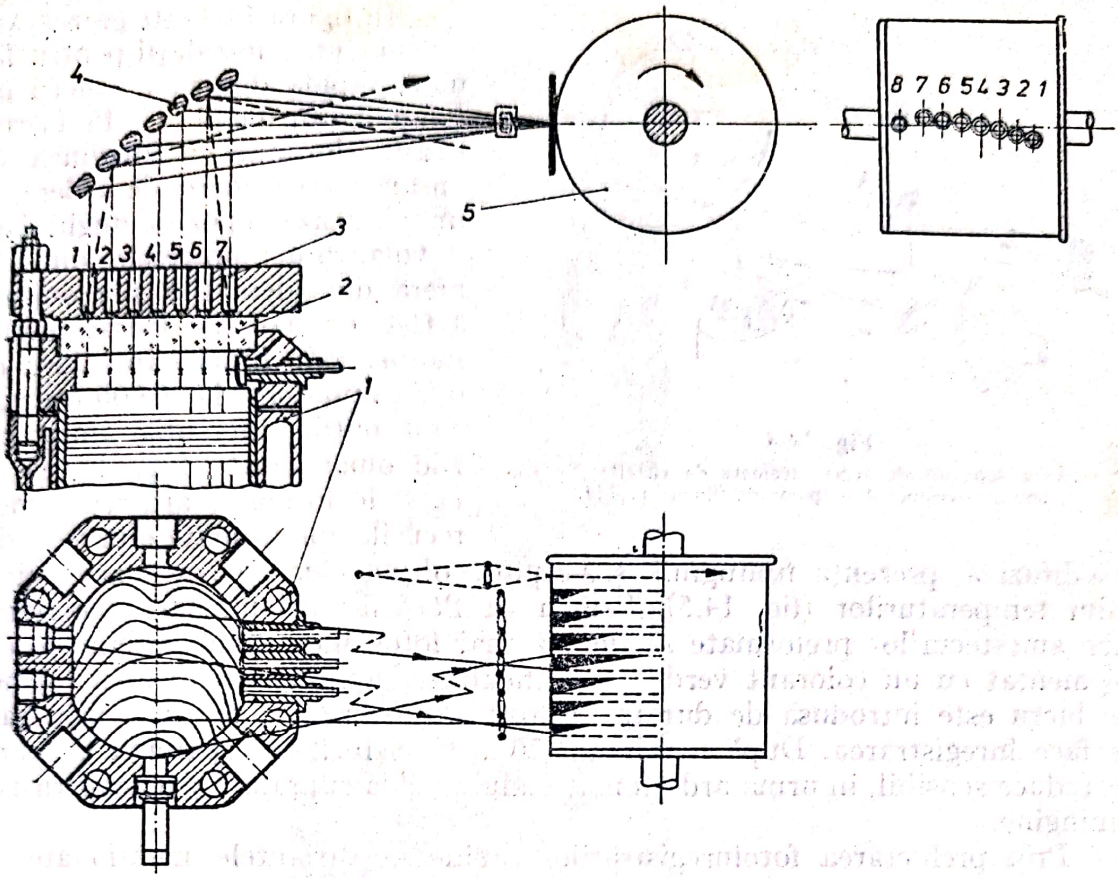


Fig. 14.3

1 — motor experimental monocilindric, monociclu; *2* — fereastră de cuarț; *3* — fantă (sînt 7 fante paralele, numerotate de la 1 la 7); *4* — oglindă; *5* — tambur cu pelicula fotografică.

Metoda a fost aplicată pentru cercetarea arderii în motoarele cu aprindere prin scînteie. Prin utilizarea unei ferestre înguste, montate în chiulasă după axa camerei de ardere, metoda a permis înregistrarea evoluției flăcării între bujie și zona finală de ardere (end-gas). Într-o altă lucrare s-au făcut înregistrări simultane prin 7 ferestre înguste dispuse paralel în chiulasă (fig. 14.3); prin prelucrarea acestor înregistrări s-a putut reconstitui cu aproximație conturul instantaneu al proiecției flăcării în planul camerei de ardere, rezultînd în acest fel noi precizări asupra secvențelor procesului arderii normale [12].

Metoda înregitrării de ansamblu a spațiului în care se desfășoară arderea asigură, prin filmare rapidă, stabilirea poziției cvasiinstantanee a flăcării.

În acest fel au putut fi cercetate procese de ardere cu durată foarte redusă, cum este arderea cu detonație în motorul cu aprindere prin scînteie. Asociind procedeul schlieren, s-au putut obține frecvențe pînă la 50 000 cadre/s, prin care se evidențiază apariția și evoluția centrelor de autoaprindere în zona amestecului final. Metoda filmării rapide a fost aplicată și la motoare cu aprindere prin compresiune, în special pentru obținerea unor informații de ordin calitativ asupra modului cum decurge formarea amestecului și arderea. Determinările de viteză sînt considerate dificile, din cauza definirii incerte a conturului flăcărilor și într-o oarecare măsură și a jeturilor de combustibil.

Scanned with OKEN Scanner

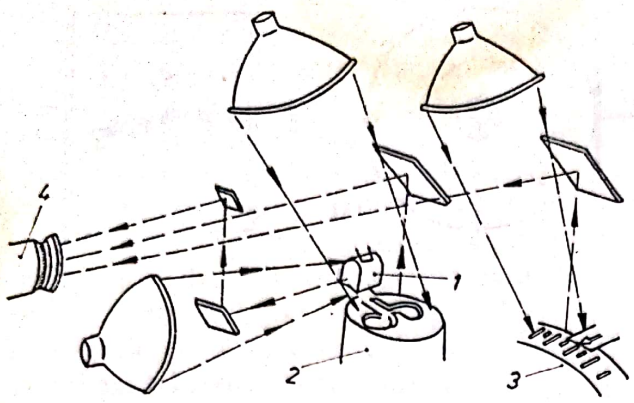


Fig. 14.4

1 — cameră separată de ardere (cameră de vîrtej); *2* — piston; *3* — volant; *4* — aparat de filmare rapidă.

În figura 14.4 este prezentată schema unei instalații pentru filmare rapidă directă a arderii într-un motor diesel [1]. Pe fiecare cadru, simultan cu imaginea de ansamblu a camerei de ardere, se înregistrează și poziția unghiulară a volantului; procesele din camera de ardere sînt sincronizate astfel cu poziția mecanismului motor. Prin filmare în culori, cu o frecvență pînă la 16 000 cadre/s, s-au putut diferenția amestecurile omogenizate față de cele în curs de formare, arderea amestecurilor preformate față de arderea difuzivă, prezența funinginii, și s-a putut obține chiar și o evaluare a nivelului temperaturilor (fig. 14.5). Pentru ca flăcările neluminoase caracteristice amestecurilor preformate să devină mai fotogenice, combustibilul a fost pigmentat cu un colorant verde*). O dificultate suplimentară pentru tehnica de lucru este introdusă de durata limitată de utilizare a ferestrei prin care se face înregistrarea. După maximum 20 ... 30 cicluri, transparența ferestrei se reduce sensibil, în urma arderii materialului**) la suprafață și a acoperirii cu funingine.

Prin prelucrarea fotoînregistrărilor rapide în variantele menționate, se poate obține numai o viteză aparentă de propagare a flăcării față de gazele de ardere. Această viteză este mai mare decît viteza reală, care se definește în raport cu amestecul proaspăt, datorită efectului destinderii gazelor arse formate. Dacă se neglijează grosimea finită a zonei de reacție, raportul dintre viteza reală w_{fl} și viteza aparentă w_{fla} este dat de relația

$$\frac{w_{fl}}{w_{fla}} = \frac{\rho_{fl}}{\rho_{at}},$$

unde ρ_{fl} și ρ_{at} reprezintă densitatea gazelor arse în flacără și respectiv densitatea amestecului inițial. La motoarele cu ardere internă, la care se cunoaște volumul instantaneu în care se desfășoară arderea, aplicarea corecției pretinde să se măsoare concomitent și presiunea. Anumite metode de laborator la studiul arderii în tuburi asigură o precizie superioară la determinarea vitezei reale, prin eliminarea efectului de destindere a gazelor arse asupra propagării flăcării.

Metoda fotoînregistrării schlieren. Aplicarea metodei schlieren la fotoînregistrările rapide este recomandabilă pentru condiții de iluminare insuficientă, sau pentru analiza factorilor fizici care controlează arderea. La un motor diesel, metoda schlieren se aplică de exemplu la cercetarea procesului formării amestecului. Diferențierea netă a vaporilor de combustibil față de jetul lichid, care se obține pe fotoînregistrările schlieren, permite urmărirea influenței mișcării aerului asupra jetului de combustibil, penetrația jetului,

*) 2% oleat de cupru și 1% dibromură de etil.
**) În acest caz materialul Lucite.

Scanned with OKEN Scanner

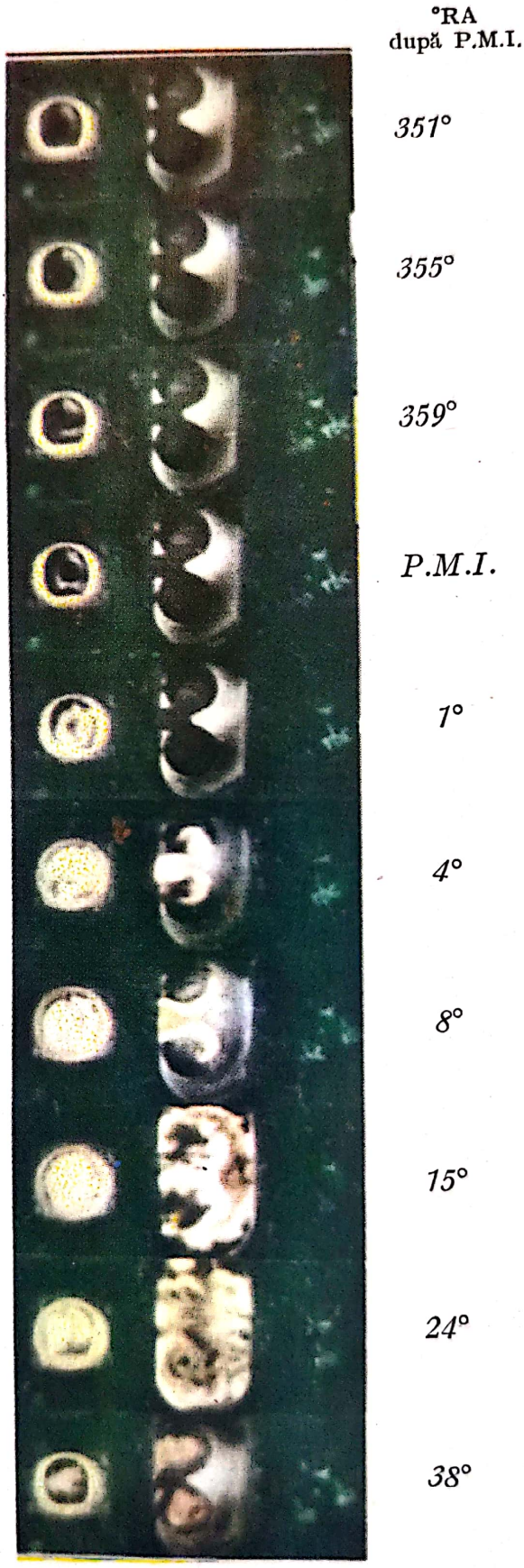


Fig. 14.5

Scanned with OKEN Scanner

formarea vaporilor în jurul jetului și distribuirea lor în camera de ardere.

Instalațiile optice schlieren uzuale folosesc frecvent în locul cuțitului (sau diafragmei cuțit) un filtru cenușiu cu transparență variabilă liniar (v. § 11.1.3.1) cu avantajul că sensibilitatea sistemului devine independentă față de poziția imaginii sursă pe filtru. Fotoînregistrarea nu va fi perturbată de vibrația transmisă de motor sistemului optic. De asemenea, domeniul de lucru și sensibilitatea sistemului schlieren pot fi controlate simplu prin modificarea caracteristicilor transparenței filtrului. Pentru accentuarea contrastului, se folosesc de asemenea filtre colorate.

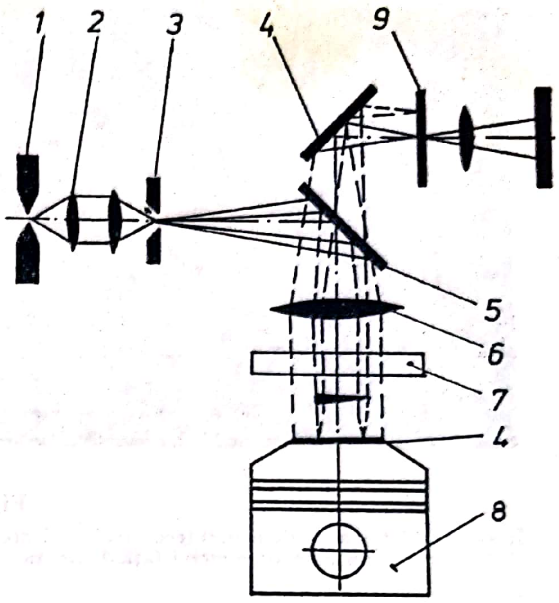


Fig. 14.6

1 — sursă luminoasă; *2* — condensator; *3* — fantă; *4* — oglindă; *5* — semioglindă; *6* — lentilă; *7* — disc de sticlă; *8* — piston; *9* — diafragmă (filtru).

În figura 14.6 este reprezentată schema unui sistem schlieren cu care s-a efectuat înregistrarea fotografică în culori a proceselor formării amestecului și arderii într-un motor diesel (fig. 14.7). Drumul optic între sursa luminoasă și aparatul de filmare, dispuse de aceeași parte a mediului analizat (iluminare indirectă) se realizează cu ajutorul semioglinzii *5* și a oglinzii *4* de pe capul pistonului. Filtrul cuprinde trei trepte de culoare: zona centrală este opacă, zona următoare verde, iar ultima zonă galbenă [7].

Metoda înregistrării holografice. În ultimii ani tehnica holografică de înregistrare a fost aplicată cu succes la cercetarea distribuției tri-dimensionale a cîmpului de particule care se formează prin pulverizarea jetului de combustibil în camerele de ardere ale motoarelor diesel și turbinelor cu gaze. Laserul cu impuls, cu durate de iluminare extrem de reduse, de 20 ... 50 ns, asigură crearea imaginii volumetrice în mișcare a picăturilor. Cu o rezoluție care atinge ordinul unităților de μm, imaginea reconstituită permite cercetarea distribuției dimensionale, repartizării spațiale a particulelor și formării amestecului combustibil. Se obține de asemenea o definire foarte bună a marginii coloanei de combustibil și se evidențiază clar mecanismul pulverizării.

Schema unei instalații de înregistrare holografică și de reconstituire a imaginii picăturilor prin iluminare directă este prezentată în figura 14.8 [10].

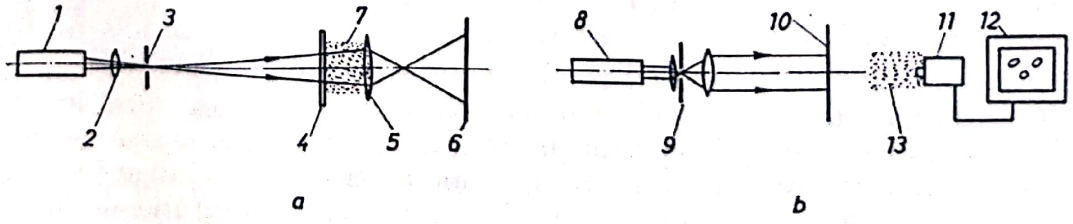
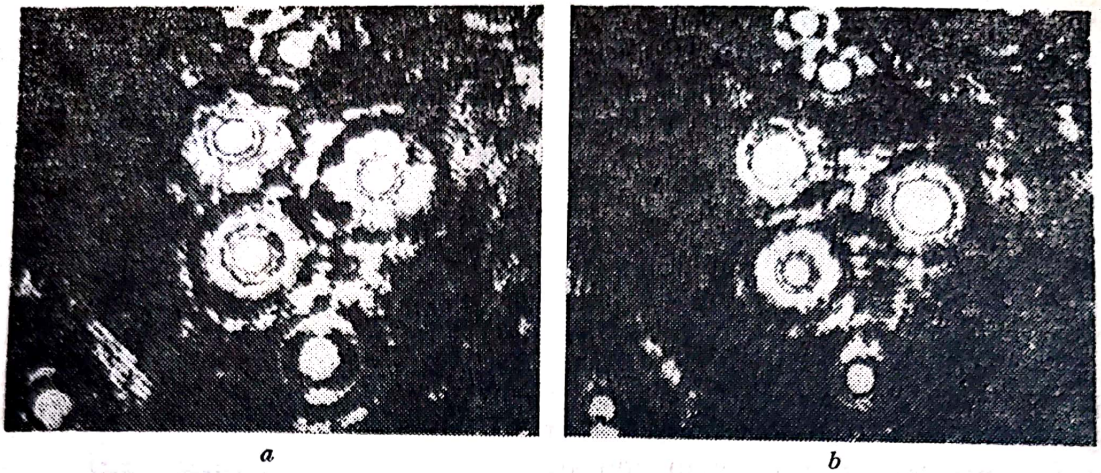


Fig. 14.8

a — sistemul optic la înregistrare; *b* — sistemul optic la reconstrucția imaginii; *1* — laser cu rubin; *2* — obiectiv microscopic; *3* — diafragmă Ø 50 μm; *4* — fereastră de cuarț; *5* — xenon, putere luminoasă; 1:1,4, distanța focală 25 mm; *6* — peliculă fotografică; *7* — curentul de particule; *8* — laser He-Ne; *9* — colimator cu diafragmă Ø 20 μm; *10* — hologramă; *11* — telecameră; *12* — ecran (monitor); *13* — particule reconstruite.

Scanned with OKEN Scanner



a *b*

Fig. 14.9

Înregistrări fotografice ale jetului reconstruit (holograma obținută cu durata de iluminare de 20 ns); *b* — realizate la 2 distanțe ale camerei față de limita volumului cercetat (stînga 1 mm, dreapta 4 mm).

Laserul, de tipul cu rubin, este declanșat de un circuit de control sincronizat cu poziția volantului; înregistrarea hologramelor se realizează la cîteva poziții prestabilite ale volantului. Prin schimbarea drumului optic al luminii la reconstituirea imaginii, față de lumina de referință la înregistrarea holografică, se obține o mărire importantă a imaginii reconstituite. O amplificare suplimentară se obține prin observarea imaginii reale formate la reconstituire printr-un microscop, sau printr-o cameră de televiziune. Metoda a permis analiza picăturilor cu diametre între 1 μm și 1 mm, într-un volum de 1 cm^3 .... 1 dm^3 și o concentrație a particulelor pînă la 10^5 picături/cm^3 (fig. 14.9).

14.1.1.2. **Metoda semnalelor de ionizare.** Flacăra combustibililor hidrocarbonați cuprinde întotdeauna particule cu sarcini electrice.

Originea și rolul ionilor în flacără reprezintă un subiect de dezbatere în literatură. Este un fapt stabilit că concentrațiile obișnuite ale ionilor depășesc cu mult pe cele corespunzătoare echilibrului chimic. În consecință, concentrațiile constante se atribuie unor procese, numite de *chemi-ionizare*, care eliberează suficientă energie pentru formarea unor ioni, de exemplu:

$$CH + O \longrightarrow CHO^+ + e^-, \quad \Delta H = 20 \text{ kcal}, \qquad (14.1)$$

unde e^- este sarcina unui electron, iar ΔH — variația entalpiei. În flăcările hidrocarburilor au fost identificate, în afara de CHO^+, CH_3^+, NO^+ etc. și particule de carbon cu sarcină pozitivă, avînd dimensiuni sub 100 Å. Intensitatea ionizării depinde de compoziția chimică a combustibilului.

În ansamblu, flacăra este electric neutră. Dacă se introduc însă în flacără doi electrozi la care se aplică o tensiune U, va apărea un curent I. Momentul cînd frontul flăcării, care avansează în camera de ardere, ajunge în contact cu electrozii este marcat astfel prin variația bruscă a curentului de ionizare, corespunzătoare schimbării rezistenței electrice a gazelor (fig. 14.10). Prin urmare, măsurînd curentul instantaneu de ionizare cu ajutorul unui traductor cu doi electrozi plasați în camera de ardere, se poate stabili momentul cînd flacăra atinge o poziție determinată. Dacă se cunoaște intervalul de timp corespun-

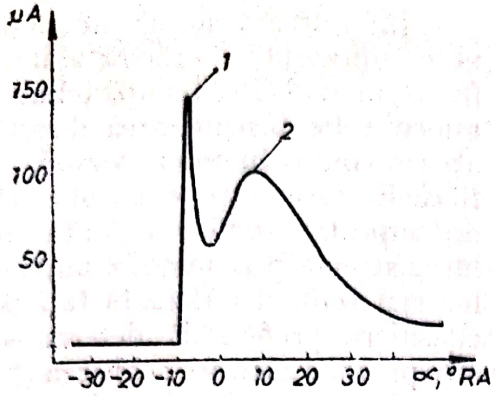


Fig. 14.10

1 — momentul sosirii frontului flăcării; *2* — maximum datorat probabil influenței presiunii.

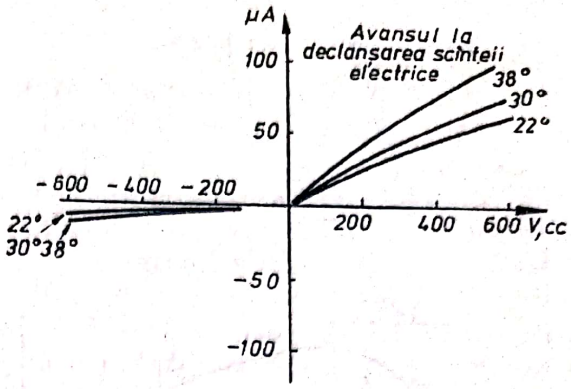


Fig. 14.11

zător deplasării flăcării între două poziții succesive, se poate determina viteza medie de propagare, egală cu raportul dintre distanță și intervalul corespunzător de timp.

Metoda se aplică la determinarea vitezei de propagare a flăcării în motorul cu aprindere prin scînteie. Traductorul de ionizare (bujia de ionizare) poate fi derivat dintr-o bujie obișnuită cu simetrie cilindrică și cifră termică redusă, sau este construit special. Electrodul central este în general pozitiv, pentru asigurarea unui curent de ionizare mai puternic (fig. 14.11).

Inserînd un singur traductor de ionizare în peretele camerei de ardere, se determină în general o viteză medie convențională de propagare, între momentul declanșării scînteii electrice și momentul cînd presiunea din cilindru ajunge aproximativ la valoarea maximă. Valoarea determinată a vitezei servește pentru cercetări comparative.

Metoda semnalelor de ionizare oferă și posibilitatea unor informații asupra structurii flăcării. Valoarea instantanee a curentului de ionizare a fost folosită de exemplu pentru determinarea grosimii flăcării turbulente.

14.1.2. Flăcări staționare

Flăcările staționare rezultă din interacțiunea cu o suprafață a arzătorului de care se ancorează.

Viteza de propagare a unei flăcări staționare se poate determina simplu, măsurînd debitul de gaz și suprafața flăcării.

Cazul cel mai simplu este al flăcării plate, care se obține la arzătoarele cu ecran, viteza flăcării fiind egală cu raportul dintre debitul volumetric și aria secțiunii arzătorului. Valoarea rezultată a vitezei flăcării este influențată de dimensiunile constructive ale arzătorului, de care depinde transferul de căldură la ecran. De multe ori se preferă să se elimine această influență, măsurînd transferul de căldură la ecran, pentru extrapolarea finală a valorii vitezei flăcării la condițiile unor pierderi nule de căldură.

La flacăra de formă conică, se acceptă în general curgerea gazului perpendicular pe suprafață. Metoda directă de determinare pretinde prin urmare măsurarea ariei suprafeței conului flăcării pe o înregistrare fotografică, precum și măsurarea debitului total de gaz.

Scanned with OKEN Scanner

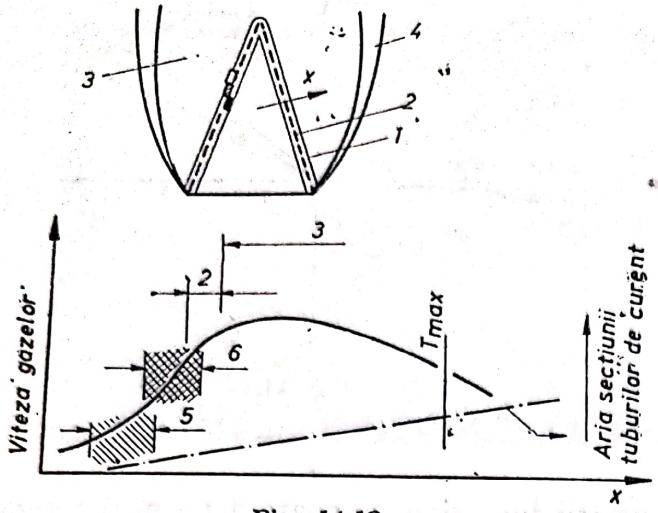


Fig. 14.12

1 — conul flăcării Bunsen; *2* — zona luminoasă; *3* — zonă de luminozitate secundară; *4* — zonă cu gaze arse fierbinți(T_{max}); *5* — imagine schlieren; *6* — imagine prin „umbre".

Înregistrările fotografice definesc suprafața exterioară a unei flăcări în mod diferit, după tehnica folosită. Pe înregistrarea directă apare conul luminos vizibil al flăcării, care este exterior față de suprafața limită definită de înregistrarea prin metoda umbrelor sau schlieren (fig. 14.12). Se consideră preferabilă determinarea prin înregistrare schlieren [6].

Determinările cele mai precise ale vitezei flăcării se obțin prin măsurări detaliate ale profilului vitezelor.

Una dintre metodele de determinare a vitezelor locale și a geometriei tuburilor de curent în flacără se bazează pe vizualizarea curgerii cu o suspensie de particule trasoare, ale căror traiectorii se înregistrează fotografic. Metoda pretinde un sistem de injecție a unor particule de dimensiuni reduse, un sistem de iluminare și un sistem optic convenabil. Particulele trebuie să fie nereactive și necatalitice, pentru a nu influența reacțiile din flacără. Se folosesc în special particule de MgO, cu diametre în gama 1 ... 5 μm.

Dificultatea principală constă în realizarea unui sistem eficient de iluminare. Din cauza dimensiunilor lor foarte mici, particulele se vizualizează în special prin efectul de dispersie a luminii, fiind necesare nivele înalte ale intensității de iluminare.

Pentru măsurările locale de viteze în flacără se folosesc și tuburi Pitot miniaturale, executate din oțel sau cuarț și care sînt acționate printr-un sistem mecanic pentru poziționarea lor precisă și reglabilă.

14.2. CERCETAREA COMPOZIȚIEI CHIMICE ÎN FLACĂRĂ ȘI ÎN GAZELE ARSE

Compoziția chimică în flacără și în gazele arse se poate determina în principiu pe două căi: a) prin analiză locală directă; cea mai importantă metodă este analiza spectrală; b) prin extragerea unei probe de gaze pentru a fi analizată imediat, sau după un timp de conservare.

Metodele și tehnica de lucru folosită în ambele variante depinde de natura substanțelor analizate, compuși chimici stabili sau compuși instabili, radicali liberi și atomi. Prelevarea probelor de gaz în vederea analizei compușilor chimici instabili impune precauțiuni speciale. Alte deosebiri rezultă din caracterul flăcării, staționară sau liberă, ca și din condițiile specifice de presiune.

Scanned with OKEN Scanner

14.2.1. Analiza chimică directă. Metoda analizei spectrale

Analiza spectrală a flăcării sau gazelor arse permite identificarea și determinarea cantitativă a produșilor intermediari și finali ai arderii.

Metoda se bazează pe faptul că poziția în spectru a liniilor sau benzilor spectrale de emisie sau de absorbție este caracteristică fiecărei substanțe, iar intensitatea lor depinde de concentrația substanțelor în amestec. În spectrul flăcărilor hidrocarburilor se recunosc în general atomi și radicali liberi moleculari, de exemplu C_2, OH, CH, HCO, CHOH etc., ca și moleculele produșilor finali de ardere, H_2O, CO și CO_2 (fig. 14.13). Flăcările libere ale amestecurilor omogenizate de combustibil și aer prezintă o radiație caracteristică în domeniul violet pînă la verde. În flăcările difuzive sînt prezente întotdeauna și particule de funingine (carbon), care emit un spectru continuu de radiație termică, conferind flăcării culoarea caracteristică galben-roșu; spectrul de radiație a funinginii este plasat în domeniul infraroșu și este suprapus spectrului de linii și benzi ale celorlalți atomi și molecule active.

Cercetările spectrale implică în general producerea spectrului printr-un sistem dispersiv — prismă sau rețea — și înregistrarea sau măsurarea lui. Cele mai simple cercetări pot să implice numai identificarea unor compuși, prin măsurarea poziției liniilor sau benzilor corespunzătoare în spectru. În cercetările care pretind însă și determinarea concentrațiilor, se impune măsurarea intensității prin înregistrare fotografică, măsurare electrică directă a intensității cu dispozitive fotoelectrice, sau măsurare electrică indirectă, cu termocupluri, termorezistențe (bolometre) etc. Metoda fotoelectrică de măsură a intensității spectrale a radiației (cu tuburi fotomultiplicatoare), este preferabilă, cel puțin în domeniul ultraviolet și vizibil, fiind mai comodă și mai precisă.

Măsurările de intensitate se efectuează pe baza etalonării prealabile a sensibilității întregului sistem optic și a sistemului de măsurare, în funcție de lungimea de undă. În domeniul vizibilului, ca și al ultravioletului și infraroșului apropiat, etalonarea se realizează convenabil cu o lampă cu filament de tungsten. Este necesar să se cunoască caracteristica temperaturii filamentului în funcție de curent și coeficientul de emisie al filamentului (v. § 12.3.2.2).

Există și o altă alternativă în abordarea cercetărilor spectroscopice. Cu ajutorul unor filtre, se poate izola un domeniu de interes din spectru, asupra căruia să se aplice apoi metodele de măsurare a intensității radiației. Această alternativă este mai simplă și mai ieftină, însă poate fi adoptată numai după ce cercetarea a fost redusă la un domeniu bine determinat al spectrului. Filtrele disponibile astăzi sînt de tipul „trece sus" sau „trece bandă", cu domeniul de trecere plasat practic oriunde în spectru. Filtrele de interferență „trece bandă" au banda de trecere limitată la 1 ... 50 nm după rezoluția necesară, cu o transmisibilitate maximă de 70 ... 80%.

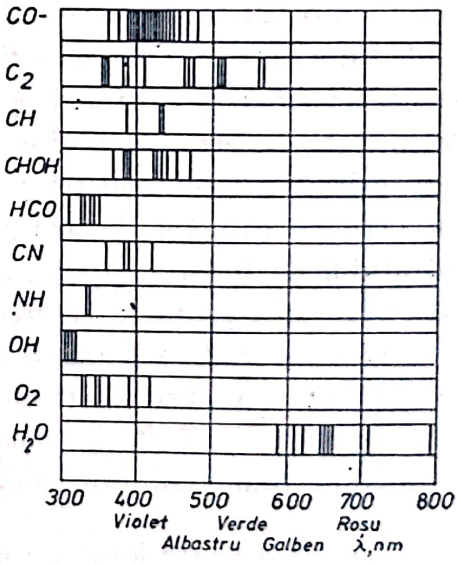


Fig. 14.13

Analiza compușilor în flacără se face după spectrele lor de emisie sau de ab-

Scanned with OKEN Scanner

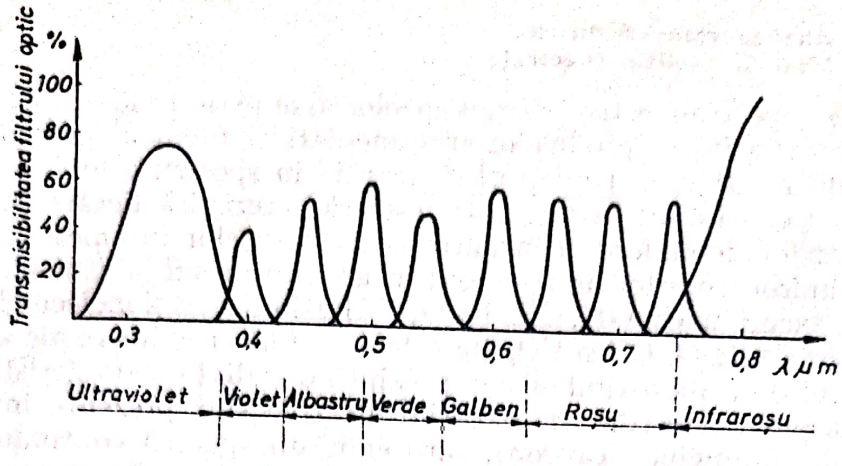


Fig. 14.14

sorbție. Liniile spectrale ale unui gaz apar în absorbție dacă lumina emisă de o sursă cu spectru continuu de radiație traversează gazul. După cum s-a mai arătat (v. § 12.3.3.2), cînd se analizează o flacără, care emite radiație, liniile spectrale apar ca linii de absorbție (întunecate) dacă temperatura sursei continue este mai mare decît temperatura flăcării, și ca linii de emisie (strălucitoare), în celălalt caz. Analiza compușilor după spectrul de absorbție este avantajoasă în general pentru gazele cu temperaturi reduse, al căror spectru de emisie se găsește cu dificultate. Pentru gazele în echilibru, la temperaturi ridicate, analiza spectrală de absorbție trebuie să conducă însă la aceleași rezultate cu analiza de emisie*.

Cercetările spectrale cunoscute ale arderii în bombe de volum constant sau în motoare diesel au fost efectuate în toate variantele menționate.

De exemplu, în lucrarea [8] s-a efectuat analiza spectrală a arderii într-un motor diesel prin separarea spectrului de emisie în 10 domenii. Fiecare domeniu spectral s-a stabilit cu ajutorul unui filtru separat de interferență monocromatic, cu o bandă de trecere de circa 25 nm (fig. 14.14), plasat în fața unei celule fotoelectrice. Cele zece filtre și fotocelulele au fost montate la periferia unei plăci circulare. Semnalele transmise de celule au fost amplificate și apoi înregistrate pe ecranul unui osciloscop. Odată cu analiza spectrală a flăcării, s-au realizat și fotoînregistrări directe, folosindu-se o fereastră unică de cuarț din peretele camerei de ardere. Declanșarea osciloscopului, simultan cu a aparatului de filmare rapidă, a fost asigurată de un sistem de programare, comandat prin contacte cu frecare de la axul pompei de injecție. În figura 14.15 se prezintă schema instalației de măsurare, iar în figura 14.16, variația înregistrată a intensității radiației la unul dintre ciclurile funcționale analizate. Intensitatea radiației pînă la circa 550 nm este redusă, comparativ cu a radiației funinginii din domeniul galben-roșu.

* Fiecare linie sau bandă din spectrul de absorbție are aceeași poziție și în spectrul de emisie.

Scanned with OKEN Scanner

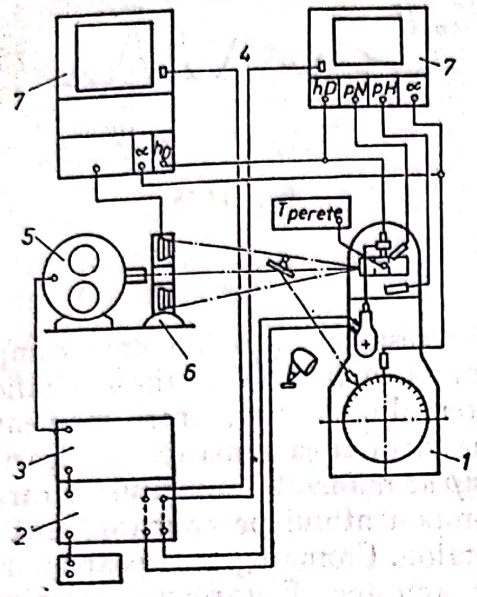


Fig. 14.15

1 — motor experimental monocilindric; *2* — sistem de control după program; *3* — sistem de comandă a aparatului de filmat; *4* — declanşare; *5* — aparat de filmare rapidă (8 000 cadre/s); *6* — dispozitiv cu 10 fotocelule cu filtre; *7* — osciloscop.

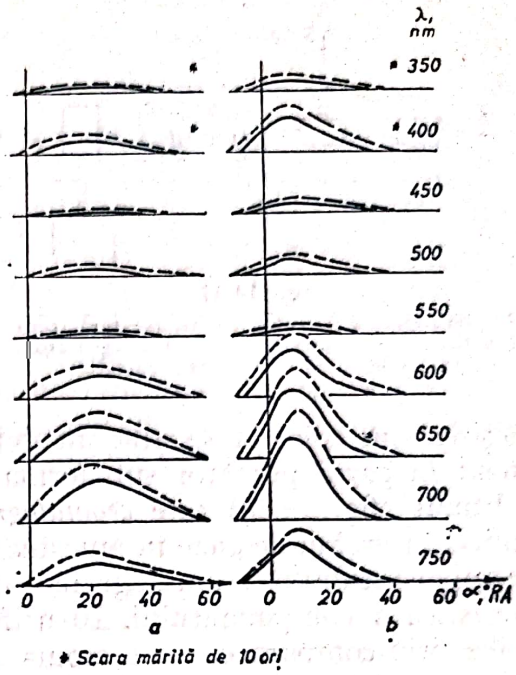


Fig. 14.16

Condiţii; Temperatura peretelui camerei de ardere 150 °C ... 300 °C; avansul la injecţie: *a* — 10 °RA; *b* — 20 ° RA.

14.2.2. Analiza chimică a probelor de gaze

14.2.2.1. **Metode analitice de laborator. Cromatografia în fază gazoasă.** Un amestec complex de gaze de ardere se separă, la trecerea prin coloana de separare a unui cromatograf, fiecare component putînd fi apoi identificat şi determinat cantitativ cu o înaltă precizie.

Coloana de separare are peretele căptuşit cu un material adsorbant solid, poros (coloană de adsorbţie), sau cu un material poros impregnat cu un lichid (coloană de partiţie). La trecerea amestecului prin coloana de separare, se stabileşte echilibrul între fracţiunea componentului adsorbit pe perete sau dizolvat în faza lichidă de pe peretele coloanei de partiţie, şi fracţiunea componentului menţinut în amestec în faza gazoasă din coloană. Cantitatea de substanţă reţinută prin adsorbţie, ca şi concentraţia compusului separat prin partiţie, sînt proporţionale cu concentraţia compusului în amestecul gazos, factorul de proporţionalitate fiind funcţie de temperatură.

Pentru efectuarea analizei, se utilizează un gaz purtător (ex. Heliu), care trece continuu prin coloana cromatografului, şi în care se injectează proba de gaze pentru analiză, chiar înainte de intrarea în coloană (fig. 14.17). Componenţii care nu prezintă afinitate faţă de materialul de pe perete trec prin coloană odată cu gazul purtător; aceia care tind să fie reţinuţi pe perete întîrzie în coloană, cu atît mai mult cu cît fracţiunea reţinută este mai mare. În consecinţă componenţii amestecului se separă, părăsind coloana succesiv, în ordinea crescătoare a afinităţii faţă de materialul coloanei. La

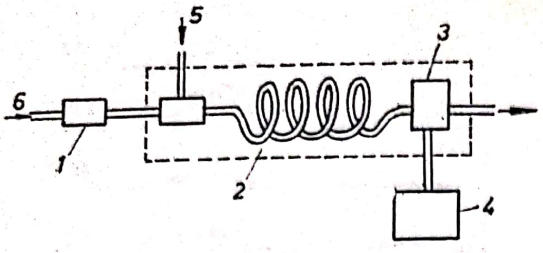


Fig. 14.17

1 — regulator; *2* — spaţiu cu temperatură controlată; *3* — detector; *4* — aparat înregistrator; *5* — proba de gaz; *6* — gazul purtător.

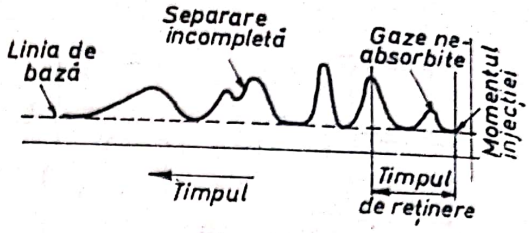


Fig. 14.18

ieşirea din coloană se află un detector care sesizează apariţia unui component în gazul purtător sub forma unui semnal în funcţie de timp. Graficul obţinut (fig. 14.18) este *cromatograma*. Intervalul de timp între momentul injecţiei probei de gaze în amestec şi apariţia vîrfului care marchează apariţia componentului pe cromatogramă — numit *timp de reţinere* — constituie o caracteristică a componentului. Identificarea componentului pe cromatogramă se face prin compararea cu o cromatogramă etalon. Cromatograma poate indica şi concentraţia componentului separat din amestec. Fiecare vîrf al cromatogramei reprezintă înregistrarea în timp a concentraţiei componentului în gazul purtător la trecerea prin detector, astfel că suprafaţa unui vîrf este proporţională cu concentraţia iniţială în amestecul de gaze. Prin alegerea convenabilă a temperaturii de funcţionare a coloanei se poate controla timpul de reţinere a fiecărui component, deci rezoluţia analizei.

Precizia cu care se măsoară concentraţia substanţelor din amestec depinde de detectorul folosit.

Cel mai simplu detector, cu posibilităţi de utilizare aproape universale, este *analizorul prin conductibilitate termică*, cu traductor electric rezistiv (cu fir cald). Măsurarea se bazează pe diferenţele de conductibilitate termică a gazelor din amestec. Traductorul, plasat într-o coloană prin care curge cu viteză constantă gazul analizat, este încălzit electric şi atinge o temperatură care depinde de conductibilitatea termică a gazului (v. şi § 14.1.2.1). Detectorul are în general şi un al doilea traductor, identic cu primul, care se află într-o coloană prin care trece gazul purtător pur (fig. 14.19). Diferenţa de temperatură între cele două traductoare este tradusă astfel într-o diferenţă de rezistenţă electrică, măsurată într-o punte Wheatstone. Posibilitatea detectorului de a distinge compuşii din amestec depinde desigur de existenţa unor diferenţe de conductibilitate termică bine marcate; heliul, caracterizat printr-o înaltă conductibilitate, este indicat din această cauză ca gaz purtător (tab. 14.1).

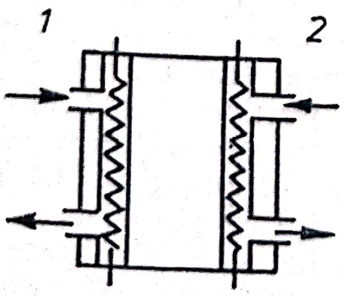


Fig. 14.19

1 — gazul de analizat; *2* — gazul purtător (de referinţă).

Pentru analiza hidrocarburilor din amestec cu o înaltă precizie, se foloseşte *analiza prin ionizare în flacără*. Măsurarea are la bază proprietatea hidrocarburilor de a provoca ionizarea flăcării de hidrogen cu oxigen; în absenţa hidrocarburilor, ionizarea este neglijabilă. Aplicînd o diferenţă de potenţial flăcării de hidrogen cu adaos de hidrocarburi, rezultă un curent de ioni proporţional cu concentraţia de hidrocarburi. Detectorul cuprinde un ar-

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 14.1

Coeficientul de conductibilitate termică a unor gaze și vapori la 0°C și 1 daN/cm², în kcal/mhgrd

Heliu	He	0,123	Monoxid de azot	NO	0,020
Hidrogen	H_2	0,151	Bioxid de sulf	SO_2	0,007
Azot	N_2	0,021	Metan	CH_4	0,027
Oxigen	O_2	0,021	Propan	C_3H_8	0,013
Monoxid de carbon	CO	0,020	Heptan	C_7H_{16}	0,009
Bioxid de carbon	CO_2	0,013	Octan	C_8H_{18}	0,008
Apă	H_2O	0,014	Benzol	C_6H_6	0,008

zător, alimentat cu hidrogen amestecat cu hidrocarburile analizate, și aer pentru ardere. Curentul de ioni produce un semnal de tensiune aplicat unui amplificator de curent continuu (fig. 14.20). Sensibilitatea detectorului cu ionizare în flacără poate fi de 1 000 ori mai mare decît a analizorului prin conductibilitate termică.

Spectroscopia de masă. Particulele încărcate electric, rezultate dintr-un amestec de gaze, pot fi diferențiate la trecerea printr-un cîmp electromagnetic, după natura lor chimică. În spectroscopia de masă convențională, proba analizată de gaze este mai întîi bombardată cu electroni de energie înaltă, rezultînd ioni de masă m și sarcină e. După accelerarea lor într-un cîmp electric de tensiune U, unde ating energia $eU = mw^2/2$, ionii sînt trecuți printr-un cîmp magnetic de inducție B unde traiectoria lor se curbează (fig. 14.21). Raza de curbură ρ rezultă din condiția de echilibru între forța exercită de cîmpul magnetic eBw și forța centrifugă mw^2/ρ, rezultînd $\rho = (2Um/eB^2)^{0,5}$. La o valoare dată pentru U și B, raza ρ, deci traiectoria particulei depinde numai de raportul m/e, caracteristic pentru fiecare substanță; răspunsul detectorului este proporțional cu numărul de ioni cu același raport m/e, adică cu concentrația substanței în amestec.

Analiza unui amestec se face prin variația continuă a parametrilor U sau B, rezultînd un spectru complet, numit *spectru de masă*. În figura 14.22 este redată o porțiune dintr-un spectru de masă obținut pentru produșii de ardere ai unui amestec propan-aer; înălțimile vîrfurilor sînt proporționale cu

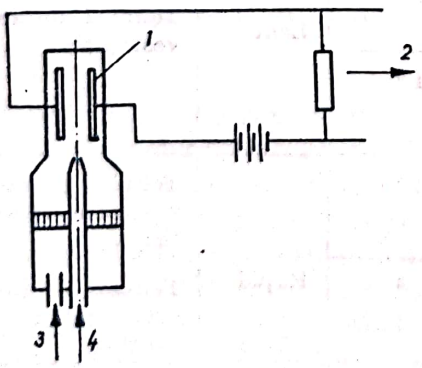


Fig. 14.20

1 — placă colectoare; — spre amplificare și înregistrare; *3* — aer; *4* — combustibil (H_2) în amestec cu proba de gaz (debitul riguros cosntant).

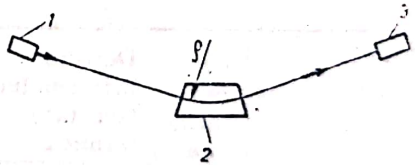


Fig. 14.21

1 — ioni; *2* — cîmp magnetic perpendicular pe figură; *3* — detector.

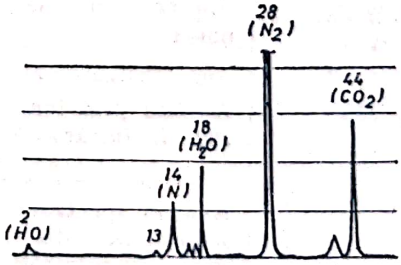


Fig. 14.22

concentrațiile. Spectroscopia de masă este o metodă de mare sensibilitate, care permite definirea unor concentrații de ordinul părți pe miliard (ppmd), în probe extrem de mici. Metoda poate fi aplicată și pentru urmărirea variației în timp a concentrației unei substanțe. Durata analizei se reduce mult dacă identificarea substanțelor după raportul *m/e* caracteristic se face în funcție de timpul „de zbor" de la rețeaua de accelerare pînă la detector, în locul razei ρ.

14.2.2.2. **Metode de control al poluanților. Controlul poluanților gazoși.** Poluanții generați prin arderea combustibililor în mașinile termice și instalațiile industriale reprezintă o varietate largă de substanțe, prezente în fază gazoasă, lichidă sau solidă în gazele evacuate în atmosferă.

Compușii chimici gazoși sînt prezenți în concentrații care se înscriu într-un domeniu care poate depăși 5% la limita superioară și poate să scadă sensibil sub 1 ppmd la limita inferioară. Pentru analiza acestor substanțe în scopuri de cercetare se pot aplica metodele precise de laborator prezentate la § 14.2.2.1. Aceste metode pretind însă o tehnică costisitoare, o înaltă calificare a personalului și durate mari de execuție.

Necesitățile tehnice de reglaj și control al arderii, amplificate considerabil în ultimul deceniu prin legiferarea nivelului maxim admis al principalilor poluanți, a impus o tehnică specifică de analiză, care trebuie să fie suficient de precisă, dar cu un mod simplu de lucru și accesibilă la prețuri moderate, asigurînd totodată durate de execuție a analizelor cît mai reduse. Pentru determinarea conținutului global de hidrocarburi, se aplică metoda prin ionizare în flacără, sau analiza spectroscopică fără dispersie. Tot prin analiza spectroscopică fără dispersie se analizează conținutul de monoxid de carbon, bioxid de sulf sau oxizi de azot. Pentru monoxidul de carbon se aplică de asemenea analiza prin conductibilitate termică iar pentru oxizii de azot, în special analiza prin chemiluminescență (tabelul 14.2).

Tabelul 14.2

Metode de analiză a substanțelor poluante gazoase rezultate din ardere

Substanța	Metoda de măsurare		Metoda de prelevare	Sensibilitate	Timpul de răspuns	Observații
1	2		3	4	5	6
Hidrocarburi	Cromatografia de gaze (partiție)	Detector prin conductibilitate termică	Discontinuă	ppm [2]	Lent	Tehnică de investigație
		Detector de ionizare în flacără		ppmd [3]		
	Spectroscopia de masă		Continuă sau discontinuă	ppmd [3]	Rapid	Tehnică de investigație (costisitoare)
	Analiza prin ionizare în flacără			ppmd [3]		Tehnică de investigație și control
	Analiza spectroscopică fără dispersie în infraroșu			10 ppm [2]		Tehnică de control (improprie după anumite legislații)

Scanned with OKEN Scanner

concentrațiile. Spectroscopia de masă este o metodă de mare sensibilitate, care permite definirea unor concentrații de ordinul părți pe miliard (ppmd), în probe extrem de mici. Metoda poate fi aplicată și pentru urmărirea variației în timp a concentrației unei substanțe. Durata analizei se reduce mult dacă identificarea substanțelor după raportul *m/e* caracteristic se face în funcție de timpul „de zbor" de la rețeaua de accelerare pînă la detector, în locul razei ρ.

14.2.2.2. **Metode de control al poluanților. Controlul poluanților gazoși.** Poluanții generați prin arderea combustibililor în mașinile termice și instalațiile industriale reprezintă o varietate largă de substanțe, prezente în fază gazoasă, lichidă sau solidă în gazele evacuate în atmosferă.

Compușii chimici gazoși sînt prezenți în concentrații care se înscriu într-un domeniu care poate depăși 5% la limita superioară și poate să scadă sensibil sub 1 ppmd la limita inferioară. Pentru analiza acestor substanțe în scopuri de cercetare se pot aplica metodele precise de laborator prezentate la § 14.2.2.1. Aceste metode pretind însă o tehnică costisitoare, o înaltă calificare a personalului și durate mari de execuție.

Necesitățile tehnice de reglaj și control al arderii, amplificate considerabil în ultimul deceniu prin legiferarea nivelului maxim admis al principalilor poluanți, a impus o tehnică specifică de analiză, care trebuie să fie suficient de precisă, dar cu un mod simplu de lucru și accesibilă la prețuri moderate, asigurînd totodată durate de execuție a analizelor cît mai reduse. Pentru determinarea conținutului global de hidrocarburi, se aplică metoda prin ionizare în flacără, sau analiza spectroscopică fără dispersie. Tot prin analiza spectroscopică fără dispersie se analizează conținutul de monoxid de carbon, bioxid de sulf sau oxizi de azot. Pentru monoxidul de carbon se aplică de asemenea analiza prin conductibilitate termică iar pentru oxizii de azot, în special analiza prin chemiluminescență (tabelul 14.2).

Tabelul 14.2

Metode de analiză a substanțelor poluante gazoase rezultate din ardere

Substanța	Metoda de măsurare		Metoda de prelevare	Sensibilitate	Timpul de răspuns	Observații
1	2		3	4	5	6
Hidrocarburi	Cromatografia de gaze (partiție)	Detector prin conductibilitate termică	Discontinuă	ppm [2]	Lent	Tehnică de investigație
		Detector de ionizare în flacără		ppmd [3]		
	Spectroscopia de masă		Continuă sau discontinuă	ppmd [3]	Rapid	Tehnică de investigație (costisitoare)
	Analiza prin ionizare în flacără			ppmd [3]		Tehnică de investigație și control
	Analiza spectroscopică fără dispersie în infraroșu			10 ppm [2]		Tehnică de control (improprie după anumite legislații)

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 14.2 (continuare)

1	2	3	4	5	6
Oxidul de carbon	Analiza spectroscopică fără dispersie în infraroșu	Continuă sau discontinuă	50 ppm [2]	Rapid	Tehnică de investigație și control
Bioxidul de sulf	Analiza spectroscopică fără dispersie în infraroșu		ppmd [3]		
	Spectroscopia de masă				Tehnică de investigație costisitoare
Oxizi de azot	Analiza prin chemiluminescență		10 ppmd [3]		
	Analiza spectroscopică fără dispersie în infraroșu		50 ppm [1,2]		Tehnică de investigație și control

Observații: [1] La analiza spectroscopică fără dispersie în ultraviolet, sensibilitatea pînă la 5 ppm; [2] ppm — părți pe milion; [3] ppmd — părți pe miliard.

Analiza spectroscopică fără dispersie se realizează într-o bandă distinctă, dar relativ largă de lungimi de undă, plasată în general în domeniul infraroșu, folosind gazul analizat pur pentru detecția prezenței sale în amestec.

Detectorul este format din două compartimente aproximativ egale, separate printr-o membrană flexibilă; ambele compartimente sînt umplute cu gazul care se analizează. Cele două compartimente primesc energia radiantă emisă de două surse identice și transmise de două coloane de gaze (fig. 14.23): energia incidentă la unul din compartimente este transmisă aproape integral de coloana de gaze din celula de referință, care nu conține gazul analizat și determină astfel un nivel maxim, de referință; energia incidentă la celălalt compartiment este mai redusă, datorită absorbției parțiale la trecerea prin coloana de gaze prelevate pentru analiză. Energia absorbită în coloana de prelevare depinde de absorbția caracteristică gazului (coeficientul de absorbție A) și de numărul de molecule ale substanței absorbante întîlnite pe drumul optic. Prin urmare absorbția energiei este influențată de lungimea coloanei l de gaze și de concentrația c a substanței,

$$E_a = E_i(1 - e^{-Acl}), \tag{14.2}$$

unde E_a și E_i reprezintă energia absorbită și respectiv incidentă. Pentru valori mici ale produsului Acl, ecuația devine $E_a \approx Acl\, E_i$, deci energia absorbită devine direct proporțională cu concentrația substanței analizate.

Diferența între energia incidentă la cele două compartimente și corespunzător, încălzirea lor inegală, rezultă într-o diferență de presiune. Membrana despărțitoare se deformează, deplasarea fiind sesizată de un traductor capacitiv. Pentru obținerea unui semnal de

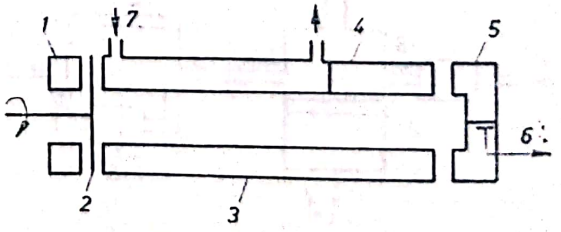


Fig. 14.23

1 — sursă de radiație; *2* — disc întrerupător; *3* — celula de referință; *4* — celula filtru; *5* — detector; *6* — spre amplificare și înregistrare; *7* — proba de gaze.

tip alternativ, se prevede discul întrerupător între surse și coloanele de gaze, care blochează periodic trecerea energiei radiante; drept consecință membrana oscilează cu o frecvență egală cu frecvența de rotație a discului.

O dificultate de principiu la aplicarea acestei metode derivă din posibilitatea ca în amestecul cercetat să existe mai multe gaze care absorb în banda largă de frecvențe în care se realizează analiza. La analiza hidrocarburilor de exemplu, se constată că absorbția lor în infraroșu interferează cu a vaporilor de apă. Pentru eliminarea influenței substanțelor interferente cu substanța analizată, se poate folosi o celulă-filtru, montată în serie cu celula de prelevare, și care conține substanța interferentă într-o concentrație foarte ridicată (fig. 14.23). Ca urmare detectorul nu primește energie în benzile de frecvențe comune cu substanța analizată, influența variației concentrației substanței perturbatoare din proba de gaze este practic eliminată.

Analiza prin chemiluminescență este o metodă precisă de determinare a conținutului de oxizi de azot în gazele de evacuare, prin utilizarea efectului de luminescență caracteristic reacției dintre monoxidul de azot (NO) și ozon (O_3). Moleculele de NO_2 formate sînt în parte excitate electronic (NO_2^*) și se relaxează prin emitere de fotoni în banda 0,6 ... 3 μm; dezactivarea este posibilă și prin ciocnirea cu alte molecule M (tab. 14.3).

Intensitatea luminii emise I este proporțională cu concentrația de NO și O_3, și invers proporțională cu concentrația substanței M:

$$I = I_0 \frac{[NO]\,[O_3]}{[M]}. \qquad (14.3)$$

În analizoarele cu chemiluminescență, reacția dintre NO și O_3 are loc într-un reactor cu flux continuu, la o presiune de 5 ... 10 torri. Semnalul luminos este sesizat de un tub fotomultiplicator (fig. 14.24). Analizorul poate fi folosit și pentru determinarea concentrației de NO_2 în amestec, dacă NO_2 este convertit în prealabil în NO.

Tabelul 14.3

Mecanismul probabil al reacțiilor între oxidul de azot și ozon

Nr.	Reacția
1.	$NO + O_3 \longrightarrow NO_2 + O$
2.	$NO + O_3 \longrightarrow NO_2^* + O$
3.	$NO_2^* \longrightarrow NO_2 + h\nu$
4.	$NO_2^* + M \longrightarrow NO_2 + M$

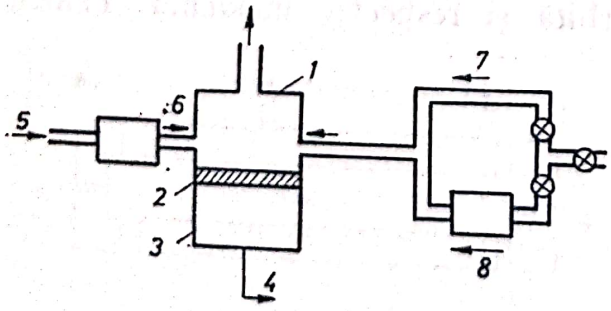


Fig. 14.24

1 — reactor; *2* — filtru; *3* — tub otomultiplicator; *4* — spre amplificare și înregistrare; *5* — oxigen; *6* — ozon; *7* — analiza de NO; *8* — analiza de $NO+NO_2$.

Controlul intensității fumului. Fumul din gazele arse evacuate în atmosferă reprezintă o suspensie de aerosoli solizi și lichizi. Fiind o variabilă complicată, care nu poate fi caracterizată printr-o singură mărime, măsurarea fumului se poate face numai indirect: a) prin caracterizarea fizică (concentrația masică, repartiția dimensională) și chimică a particulelor care îl compun; b) prin evaluarea efectelor sale, și în primul rînd a intensității pierderii transparenței (opacitatea) coloanei de gaze prin dispersia luminii.

Pentru măsurările de control se aplică metode din ultima categorie.

Evaluarea opacității fumului se poate face prin determinarea gradului

Scanned with OKEN Scanner

de reducere a intensității luminii emise de o sursă, la trecerea printr-o coloană de lungime dată, în care circulă gazele analizate (fig. 14.25). Un traductor fotoelectric aliniat cu sursa și coloana de gaz măsoară intensitatea luminii la ieșirea din coloană. Sursa de lumină și traductorul pot fi aliniate și cu un al doilea tub, plin cu aer curat, pentru controlul originii scării aparatului; cealaltă limită a scării corespunde obturării perfecte a tubului. La aparatul Hartridge, construit după acest principiu, scara este gradată liniar, de la 0 la 100 unități. Cercetările par să indice o bună corespondență între indicațiile aparatului și concentrația masică a particulelor evacuate (fig. 14.26).

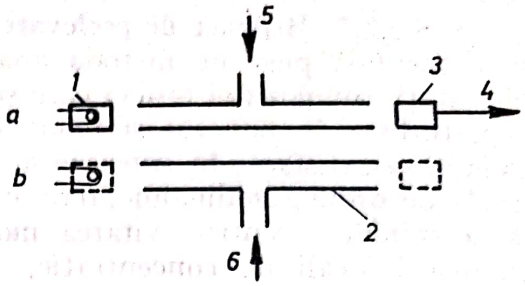


Fig. 14.25

a — poziția de lucru; *b* — poziția de reglaj; *1* — sursa luminoasă; *2* — tub de referință; *3* — fotocelula; *4* — amplificare; *5* — proba de gaze; *6* — aer

Alte metode evaluează indirect gradul de vizibilitate a fumului, după gradul de înnegrire a unei hîrtii de filtru prin care este trecută proba de gaze de volum determinat. Aprecierea culorii filtrului se poate face simplu, prin compararea cu etaloane. La aparatele perfecționate, de exemplu de tip Bosch, gradul de înnegrire se măsoară cu o fotocelulă care determină intensitatea luminii reflectate de pata de pe filtru unde este reținută funinginea.

În figura 14.27 sînt reprezentate rezultatele obținute la opt tipuri de motoare, cu două aparate reprezentative pentru metodele generale prezentate. Diferențele constatate reflectă deosebirile de principiu ale acestor metode: prima este sensibilă la efectul rezultant al aerosolilor solizi și lichizi, în timp ce ultima este sensibilă numai la aerosolii solizi. De aceea corelarea rezultatelor obținute prin cele două metode este nesatisfăcătoare, ori de cîte ori fumul cuprinde și particule lichide în suspensie.

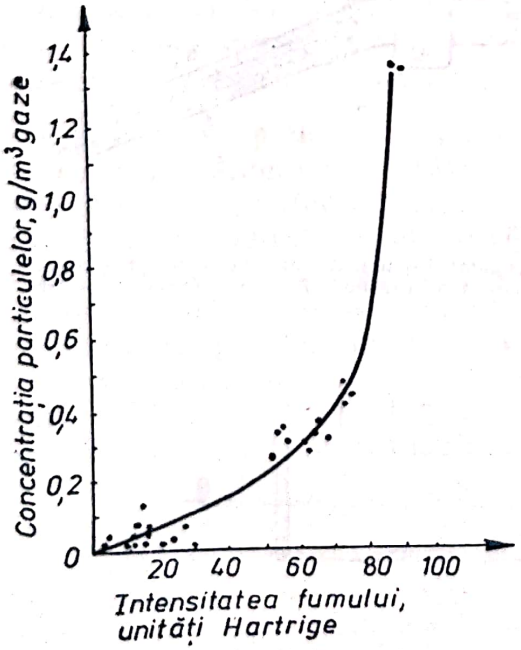


Fig. 14.26

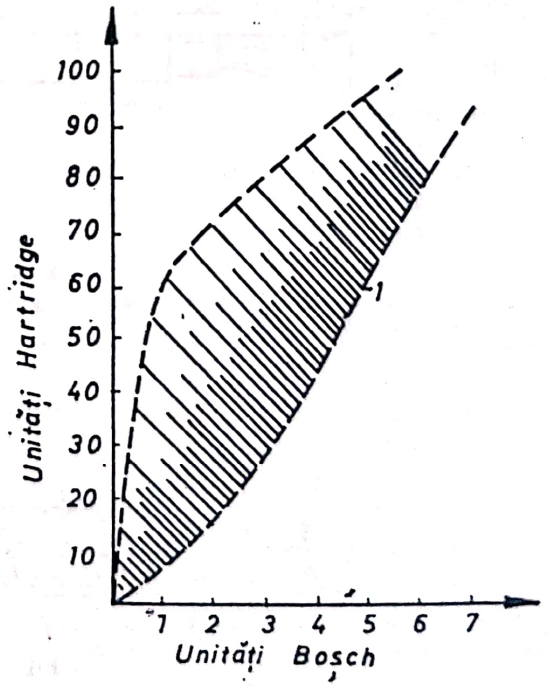


Fig. 14.27

1 — densitatea haşurilor sugerează concentrarea rezultatelor.

Scanned with OKEN Scanner

14.2.2.3. **Mijloace de prelevare a probelor. Sonde de prelevare.** Problema fundamentală pusă de metoda analizei prin prelevare constă în asigurarea identităţii compoziţiei probei care se analizează cu compoziţia reală a gazelor neperturbate în punctul şi momentul de prelevare. Operaţia de prelevare trebuie să satisfacă, în consecinţă, cîteva condiţii esenţiale: a) perturbaţiile locale de ordin gazodinamic, termic şi chimic, introduse de sonda de prelevare, să fie minime; pentru evitarea modificării liniilor de curent, de care depind gradienţii locali de concentraţie, presiunea statică în sonda de prelevare trebuie să fie egală cu cea din curent (*condiţia prelevării izocinetice*); b) transferul probei prelevate în analizorul chimic sau în balonul de colectare trebuie efectuat fără modificarea compoziţiei din momentul prelevării; reacţiile chimice trebuie să îngheţe în momentul prelevării; c) sistemul de prelevare trebuie să asigure o bună rezoluţie spaţială.

Un exemplu de sondă de prelevare, utilizată pentru cercetarea experimentală a proceselor chimice dintr-un model simplificat de cameră de ardere pentru turbină cu gaze, este prezentat în figura 14.28 [11]. Orificiul de intrare în sondă asigură o destindere puternică a gazului, pentru îngheţarea reacţiilor chimice în proba de gaz. În continuare, pe întregul traseu prin sondă, gazele sînt răcite cu apă. Alături de sonda de prelevare s-a prevăzut şi un termocuplu. Sonda a fost dispusă axial în camera de ardere (fig. 14.29). Poziţia punctului de prelevare a fost variată în direcţia axială, prin mişcarea de translaţie a sondei şi radial, prin rotirea sondei. În acest mod s-a putut cerceta

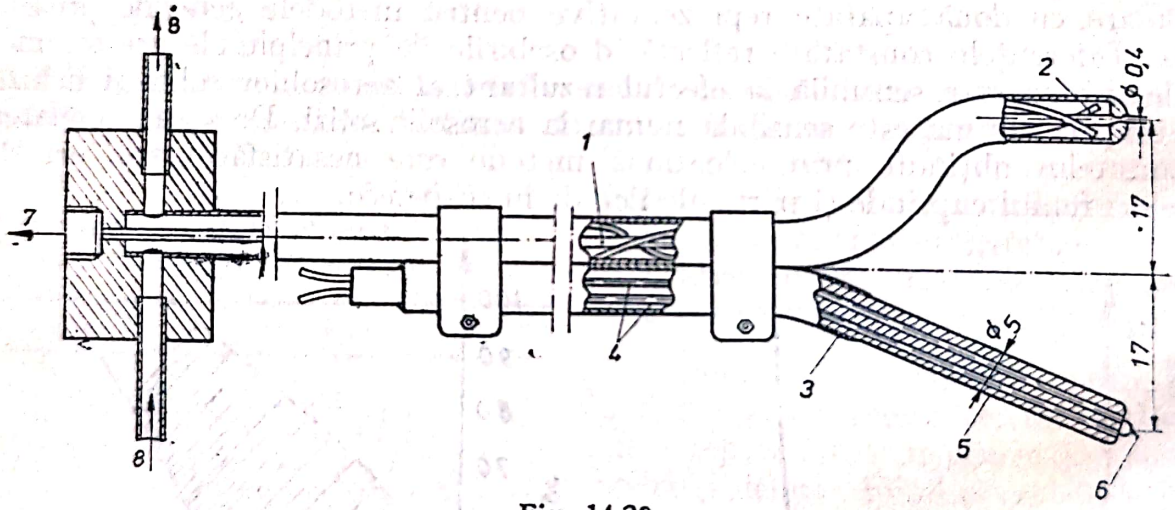


Fig. 14.28

1 — tub de prelevare Ø1,5 mm; *2* — ţeavă de răcire Ø1,5 mm; *3* — tub din oţel inoxidabil; *4* — termocuplu Pt/Pt—Rh; *5* — tijă din material ceramic; *6* — joncţiunea termocuplului; *7* — proba de gaze; *8* — apa de răcire.

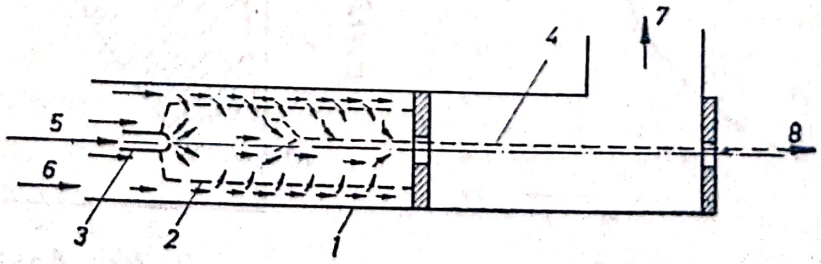


Fig. 14.29

1 — tub de pirex; *2* — cilindru din oţel refractar; *3* — injector; *4* — sonda de prelevare, cu termocuplu; *5* — combustibil; *6* — aer; *7* — gaze arse; *8* — proba de gaze.

Scanned with OKEN Scanner

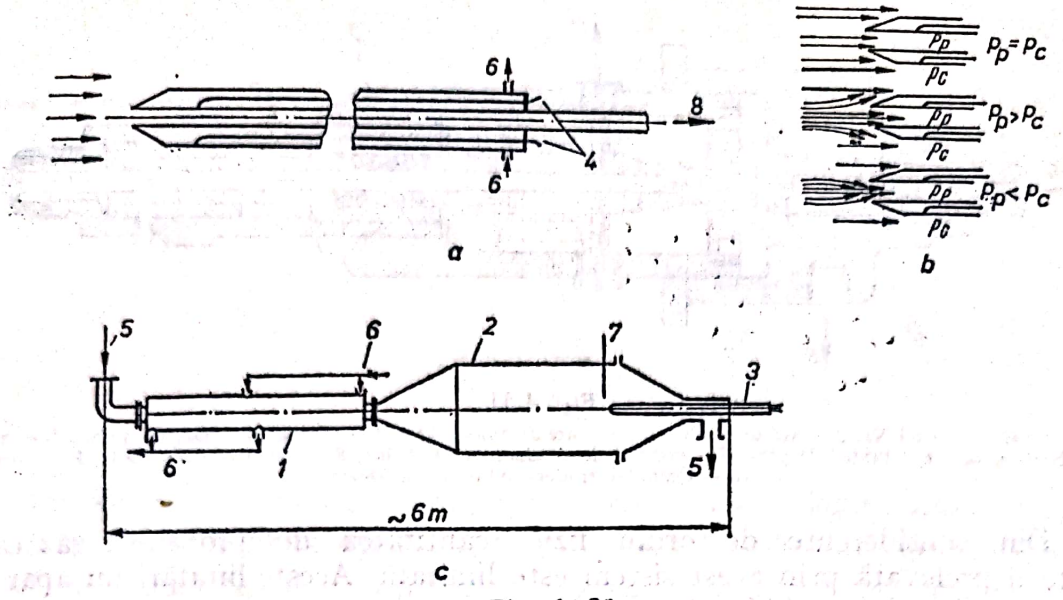


Fig. 14.30

1 — schimbător de căldură; *2* — amortizor de pulsaţii; *3* — sonda de prelevare; *4* — tuburi de presiune; *5* — gaze arse; *6* — apa de răcire; *7* — termocuplu; *8* — proba de gaze.

distribuţia pe secţiunea camerei, a concentraţiilor de aer, combustibil nears, CO şi NO, precum şi cîmpul de temperatură.

Sonda de prelevare reprezentată în figura 14.30, *a* a fost folosită de autor [2] pentru prelevarea probelor din sistemul de evacuare al unui motor diesel, la cercetarea caracteristicilor funinginii din gazele de evacuare. Pentru a obţine o probă reprezentativă sub aspectul concentraţiei şi distribuţiei dimensionale a particulelor de funingine, este necesar să se evite separarea particulelor mari din curentul de gaz prin păstrarea traiectoriei iniţiale, ceea ce revine la respectarea condiţiei izocinetice de prelevare (fig. 14.30, *b*); construcţia sondei permite verificarea condiţiei de prelevare $p_p = p_c$. Sonda este montată într-o instalaţie care realizează răcirea gazelor de evacuare şi un regim de curgere cvasistaţionar (fig. 14.30, *c*).

Supape de prelevare. Prelevarea probelor de gaze la presiuni ridicate. în condiţiile arderii cu flăcări libere, se realizează cu supape de prelevare, Procesul arderii avînd o desfăşurare nestaţionară, construcţia supapei trebuie să asigure posibilitatea prelevării probelor pe un interval scurt de timp şi în momente controlate, reglabile. Numai în aceste condiţii se poate caracteriza evoluţia unor procese a căror evoluţie are o durată de ordinul milisecundelor.

Variaţia presiunii în limite largi la motoarele cu ardere internă (în cursul arderii şi destinderii, de la 50 ... 100 daN/cm² la 2 ... 5 daN/cm²), ca şi neomogenitatea gazelor din camera de ardere, creează probleme speciale privind volumul necesar al probei prelevate şi viteza necesară de prelevare.

Supapele de prelevare, după cum arată şi numele, constau dintr-o supapă acţionată mecanic, electromagnetic sau hidraulic. Acţionarea mecanică, prin camă, cu posibilitatea variaţiei momentului şi duratei deschiderii, este extrem de complicată. Sistemul electromagnetic de acţionare permite controlul complet şi simplu al momentului prelevării şi un oarecare control al volumului prelevat. Dimensiunea supapei şi durata deschiderii sînt însă dependente de curentul absorbit şi constanta de timp a bobinei.

Scanned with OKEN Scanner

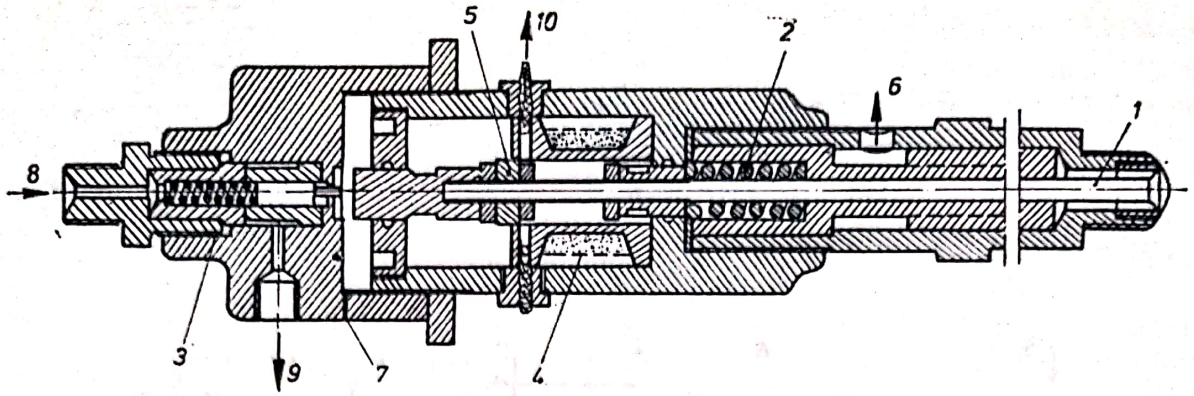


Fig. 4.31

1 — supapă (Inconel X); *2* — arc de readucere; *3* — arc de amortizare; *4* — bobină; *5* — magnet inelar; *6* — orificiul de evacuare a probei de gaze; *7* — orificiul de eliminare a scăpărilor; *8* — comanda hidraulică; *9* — ieșire; *10* — semnalul traductorului de deplasare.

Din considerente de ordin fizic, cantitatea de probă de gaz care poate fi prelevată prin acest sistem este limitată. Aceste limitări nu apar la sistemul de acționare hidraulică.

Supapa de prelevare cu comandă hidraulică prezentată în figura 14.31 poate fi acționată de o pompă de injecție de construcție standard. Momentul de deschidere a supapei se reglează printr-un cuplaj special între axul pompei și axul de antrenare, cu o bucșă cu pinteni care intră în canelurile elicoidale ale unuia dintre cele două axe. Supapa cuprinde și un traductor de deplasare de tip inductiv, pentru înregistrarea momentului și duratei prelevării.

BIBLIOGRAFIE

1. Alcock, J.F. și Scott, W.M. *Some more light on diesel combustion. Proc. Autom. Div., Instn. Mechn. Engrs.*, 1962—63, Nr. 5.
2. Apostolescu, N.A. ș.a. *Effects of a barium — based fuel additive on particulate emissions from diesel engines.* Report No. UCBME-77-1, Univ. of. California, Berkeley, 1977.
3. Aramă, C. ș.a. *Poluarea aerului de către motoarele cu ardere internă*, cap. 8. Edit. tehnică, București, 1975.
4. Braud, Y. și Hein, M. *Equipements, méthodes et instruments nouveaux mis en service à la station d'Ijmuiden*, en 1966 et 1967, R.G.T.Nr. 84, 1968, décembre, p. 1345—1363.
5. Curry, S.A. *Three-Dimensional Study of Flame Propagation in a Spark Ignition Engine.* SAE Trans. 71 (1963), p. 628—650.
6. Fristrom, R.M. și Westenberg, A.A. *Flame Structure. McGraw-Hill Book Comp.*, New York, 1965.
7. Huber, E.W., ș.a. *Untersuchung der Gemischbildung und Verbrennung im Diesel-motor mit Hilfe der Schlierenmethode.*, M.T.Z., 32 (1971) Nr. 9, p. 317—327.
8. Lange, K. *Beitrag zur Untersuchung der Verbrennung im Dieselmotor unter besonderer Berücksichtigung der Wandauftragung der Brennstoffes.* Dissertation. T.H. München, 1970.
9. Lewis, B. ș.a. *Physical Measurements in Gas Dynamics and Combustion.* Part. II. Oxford University Press, London, 1955.
10. Michel, B. și Seger, G. *Die Holographie als Hilfsmittel zur Untersuchung der Gemischaufbereitung in Verbrennungsmotoren und Gasturbinen*, MTZ, 32 (1971) Nr. 7, p. 252—255.
11. Sawyer, R.F. *Experimental Studies of Chemical Processes in a Model Gas Turbine Combustor. Emissions from Continuous Combustion Systems.* Plenum Publishing Corp., New York, 1972.
12. Socolic, A.S. *Samovosplamenenie, vzrîvî i detonația v gazah.* Izd. Academia Nauk S.S.S.R., Moskva, 1960.
13. Trolinger, J.D., ș.a. *Application of Electro-Optical Techniques in Diesel Engine Research.* SAE Paper Nr. 740125, 1974.
14. Zvonow, A.V. *E.S. Hydraulically Actuated Combustion Gas Sampling Valve.* Rev. of Sci. Instrum. 39 (1968) nr. 12, p. 1820—1824.

Scanned with OKEN Scanner

15

MODELAREA EXPERIMENTALĂ

Introducere. La cercetarea experimentală a unui fenomen fizic, se procedează în mod curent la aplicarea programului de măsurări la o instalație *model*, care imită sistemul în mărime naturală — *originalul* (*prototipul*) — sau care reproduce eventual numai condițiile în care decurge izolat, fenomenul examinat. Acest mod de cercetare, generic numit *prin modelare*, este indispensabil pentru aplicarea anumitor metode de măsurare, cum este de exemplu metoda fotoelasticității pentru determinarea eforturilor unitare și deformațiilor.

Cercetarea pe model are însă o aplicare cu mult mai largă, dictată de simplificările pe care le introduce. Astfel, o instalație model, construită la o scară avantajoasă măsurărilor de laborator și simplificată constructiv, pînă la limita impusă de reproducerea corectă a fenomenului cercetat, poate reduce considerabil durata de realizare și costul programului de cercetare. Măsurările pe model pot fi repetate după necesitate. La unele instalații model, fenomenul cercetat se poate izola față de alte fenomene cu care este asociat în instalația prototip, ceea ce ușurează considerabil controlul și variația parametrilor în cursul cercetării, precum și interpretarea rezultatelor. În alte instalații model se obține o simplificare însemnată a cercetării prin înlocuirea fenomenului cercetat (de ex. un fenomen termic) printr-un fenomen analog (de ex. un fenomen electric), care se dirijează și se măsoară mai ușor.

Construcția unui model perfect similar (sau analog) prototipului, sub toate aspectele, nu este de cele mai multe ori realizabilă. Abaterile existente, care influențează desigur rezultatele măsurărilor, trebuie reduse la limita impusă de precizia necesară.

După principiul fundamental care le definește, metodele modelării experimentale se pot grupa în două categorii:

a) **modelare fizică,** bazată pe reproducerea fenomenului fizic într-un model similar prototipului;

b) **modelare analogică,** bazată pe evidențierea în instalația de modelare a unui fenomen fizic de altă natură, dar analog fenomenului din prototip.

Scanned with OKEN Scanner

15.1. MODELAREA FIZICĂ

15.1.1. Elemente de teoria similitudinii

15.1.1.1. **Condiţiile similitudinii.** Cercetarea experimentală a unui fenomen în condiţii de laborator, folosind un model m în locul prototipului p, este posibilă dacă între cele două sisteme şi între fenomenele pe care le evidenţiază există o corespondenţă biunivocă, astfel că înmulţind valorile mărimilor corespunzătoare prototipului cu factori reali şi pozitivi, să rezulte valorile corespunzătoare modelului.

Reprezentînd geometric prototipul la o altă scară, modelul este asemenea prototipului, astfel că fiecărui punct al modelului îi corespunde un punct determinat al prototipului, numit *punct omolog*. Ansamblurile de puncte omoloage determină linii, suprafeţe şi volume omoloage. În funcţie de natura fenomenului cercetat, poate fi de primă importanţă şi similitudinea repartiţiei maselor la prototip şi model (centrele de greutate devenind puncte omoloage), similitudinea rigidităţilor etc.

Evoluţia în timp a fenomenului examinat la model trebuie să fie similară aceleia de la prototip. Condiţia este satisfăcută dacă timpii la care fenomenul trece prin aceeaşi etapă intermediară, la model şi prototip, se află într-un raport constant. În acest sens se definesc *timpii omologi*, la care corespund aceleaşi faze intermediare ale fenomenului la model şi prototip.

Similitudinea fenomenului reprodus la model cu fenomenul de la prototip pretinde astfel ca în fiecare pereche de puncte omoloage, toate mărimile fizice care intervin în structura fenomenului examinat să se găsească, la timpi omologi, într-un raport constant, independent de modul de alegere a punctelor sau a timpilor omologi.

Prin similitudinea tuturor mărimilor fizice importante se asigură valabilitatea ecuaţiei care descrie comportarea generală a sistemului,

$$f(x_1, x_2, \ldots, x_n) = 0, \tag{15.1}$$

pentru prototip şi model, precum şi similitudinea condiţiilor de unicitate. Ansamblul condiţiilor de unicitate, prin care fenomenul examinat se distinge univoc faţă de clasa generală a fenomenelor de aceeaşi natură, se compune din: a) proprietăţile geometrice; b) caracteristicile fizice principale ale corpului; c) condiţiile la limită, caracterizînd desfăşurarea fenomenului la marginile corpului; d) condiţiile iniţiale; e) interacţiunea sistemului cercetat cu mediul înconjurător.

Ideea fundamentală a teoriei similitudinii constă astfel în existenţa unor clase de fenomene fizice de aceeaşi natură, descrise în general de o ecuaţie diferenţială (sau un sistem de ecuaţii), din care se pot izola grupe de fenomene, definite de condiţiile similare de unicitate. Rezultatele obţinute într-un singur sistem experimental pot fi extinse la toate sistemele în care au loc fenomene similare, aparţinînd aceluiaşi grup.

Rapoartele în care se reproduc mărimile fizice la model faţă de prototip se numesc *factori de scară (scări)* sau *rapoarte de similitudine*. Se definesc astfel factorii de scară pentru lungimi* $K_l = l_m/l_p$, mase $K_m = m_m/m_p$, timp $K_t = t_m/t_p$, temperaturi $K_\theta = T_m/T_p$, viteze $K_w = w_m/w_p$, forţe $K_f = F_m/F_p$ etc.

* Indicele p indică prototipul, m — modelul.

Scanned with OKEN Scanner

Corespunzător celor două categorii existente de mărimi, fundamentale și derivate, există scări fundamentale și derivate. Scările derivate se pot exprima în funcție de scările fundamentale, prin relații similare acelora care definesc mărimile derivate: $K_w = l_m t_p / l_p t_m = K_l / K_t$; $K_f = m_m a_m / m_p a_p = m_m l_m t_p^2 / m_p l_p t_m^2 = K_m K_l / K_t^2$ etc.

Scările fundamentale și derivate se asociază formînd complexe adimensionale, de valoare unitară. Spre exemplu, plecînd de la scara vitezelor, $K_w = K_l / K_t$, se obține

$$\frac{K_w K_t}{K_l} = 1. \tag{15.2}$$

În mod similar, scara forțelor $K_f = K_m K_l / K_t^2$ conduce la

$$\frac{K_f K_t^2}{K_m K_l} = 1 \tag{15.3}$$

sau ținînd seama că $m = \rho V = \rho l^3$, unde ρ este densitatea iar l — lungimea, și înlocuind $K_w = K_l / K_t$ se obține

$$\frac{K_f K_t^2}{K_\rho K_l^4} = \frac{K_f}{K_\rho K_w^2 K_l^2} = 1. \tag{15.4}$$

Alegerea parametrilor fizici ai modelului trebuie făcută deci cu considerarea modului în care se condiționează scările de similitudine. Spre exemplu, dacă modelul este executat la o scară a lungimilor $K_l = 1/5$, iar scara timpului este $K_t = 1$; relația (15.1) arată că pentru viteze se stabilește scara $K_w = 1/5$.

Dacă în relațiile de tipul (15.2) ... (15.4) se înlocuiesc scările prin mărimile analoage de la model și prototip, și se grupează termenii corespunzători indicilor lor, rezultă complexe adimensionale de mărimi, care în teoria similitudinii se numesc *criterii de similitudine* sau *invarianți de similitudine*. De exemplu, pe baza relației (15.2) se ajunge la

$$\frac{w_m t_m}{l_m} = \frac{w_p t_p}{l_p} = \mathrm{Sr} = \text{const.} \tag{15.5}$$

iar pe baza relației (15.4),

$$\frac{F_m}{\rho_m w_m^2 l_m^2} = \frac{F_p}{\rho_p w_p^2 l_p^2} = \mathrm{Ne} = \text{const.} \tag{15.6}$$

Criteriile de similitudine se stabilesc pe baza mărimilor fizice de care depinde fenomenul considerat. Observînd modul în care au rezultat criteriul de similitudine Sr se referă la cîmpuri similare de viteze, după cum criteriul Ne se referă la forțe de inerție similare.

Relațiile (15.5) și (15.6) ilustrează prima teoremă fundamentală a teoriei similitudinii (Newton): la fenomene similare din prototip și model, criteriile de similitudine corespunzătoare sînt numeric egale.

Pe baza acestei proprietăți, se pot deduce condițiile de similitudine între două fenomene.

Potrivit celei de a doua teoreme fundamentale (teorema π, Buckingham), orice ecuație fizică cu n variabile, dintre care N mărimi fizice fundamentale, poate fi exprimată printr-o funcție de $n-N$ variabile independente

Scanned with OKEN Scanner

adimensionale. Prin urmare, ecuația (15.1) se poate exprima întotdeauna printr-o ecuație cu $n—N$ invarianți,

$$\pi_1 = \varphi(\pi_2, \pi_3, \ldots, \pi_{n-N}). \tag{15.7}$$

Fiind independentă de dimensiunile din sistem, ecuația (15.7) se aplică direct, atît prototipului cît și modelului, dacă sînt respectate condițiile egalității invarianților de similitudine

$$\pi_{2p} = \pi_{2m}, \ldots, \pi_{(n-N)p} = \pi_{(n-N)m}. \tag{15.8}$$

Funcțiile φ sînt în acest caz egale, așadar,

$$\pi_{1p} = \pi_{1m}. \tag{15.9}$$

Condițiile de similitudine pot fi exprimate deci prin egalitatea invarianților de similitudine π care intervin în ecuația generală și condițiile de unicitate*. Ecuațiile (15.8) determină condițiile pentru proiectarea și încercarea modelului, în timp ce cu ecuația (15.9) se poate stabili comportarea prototipului pe baza comportării modelului.

Invarianții de similitudine care derivă din condițiile de unicitate sînt numiți *invarianți* (criterii) *determinanți*. Egalitatea lor asigură similitudinea fenomenului cercetat din prototip și model, avînd ca efect și egalitatea celorlalți invarianți de similitudine, numiți *nedeterminanți*; invarianții nedeterminanți sînt compuși și din mărimi care nu apar în condițiile de unicitate.

Criteriile de similitudine reprezintă astfel argumente generalizate, care permit exprimarea prin aceeași ecuație (sau același sistem de ecuații) a tuturor fenomenelor aparținînd grupului definit de condițiile comune de unicitate. Stabilirea ecuației fenomenului examinat sub formă criterială, este de aceea esențială în cercetarea prin modelare fizică. Ea definește grupul de invarianți de similitudine a căror variație trebuie urmărită în cursul cercetării. Pe de altă parte, pentru generalizare, rezultatele cercetării trebuie exprimate sub forma relațiilor între invarianții de similitudine.

15.1.1.2. **Stabilirea criteriilor de similitudine.** a) **Cazul cînd se cunosc variabilele sistemului.** Dacă informațiile inițiale asupra fenomenului cercetat se limitează la cunoașterea mărimilor fizice implicate, se pot stabili criteriile corespunzătoare de similitudine prin aplicarea metodei Rayleigh sau a teoremei π din analiza dimensională.

Metoda Rayleigh. Ecuația generală care descrie fenomenul se poate exprima sub forma unui produs de puteri al mărimilor fizice care intervin în structura sa, definită pe baza proprietăților generale de omogenitate dimensională a ecuațiilor care exprimă legile fizice. Impunînd condiția de omogenitate dimensională a ecuației, rezultă un sistem de ecuații, prin rezolvarea căruia se precizează exponenții mărimilor fizice.

Posibilitatea definirii tuturor exponenților depinde desigur de numărul disponibil de ecuații dimensionale. În fenomenele mai complicate, cu un număr de mărimi fizice mai mare decît numărul mărimilor fundamentale

* Mărimile fizice care se află în anumite rapoarte constante de scară asigură evident valori egale ale invarianților de similitudine; cele două forme de exprimare a condițiilor de similitudine sînt astfel echivalente.

Scanned with OKEN Scanner

în raport cu care se deduc ecuațiile dimensionale, nu este posibilă precizarea completă a exponenților. În aceste cazuri, în final se obține o relație între mai multe complexe adimensionale, care reprezintă invarianții de similitudine căutați. Aceste complexe adimensionale se construiesc relativ ușor dacă în ecuația căutată nu intervin mai mult de 6—7 mărimi fizice.

Se consideră de exemplu puterea P_t consumată de un compresor centrifug, care depinde de următoarele mărimi: debitul volumetric Q, starea inițială a gazului (presiunea p_t și densitatea ρ_t), proprietățile gazului (exponentul adiabatic * k și viscozitatea cinematică ν_t), dimensiunile compresorului (caracterizate de exemplu prin diametrul rotorului D_2) și turația n. Funcția căutată, sub formă implicită, este

$$P_t = f(Q,\ p_t,\ \rho_t,\ k,\ \nu_t,\ D_2,\ n). \tag{15.10}$$

Conform metodei Rayleigh, se poate scrie

$$P_t = K\, Q^{x_1} p_t^{x_2} \rho_t^{x_3} k^{x_4} \nu_t^{x_5} D_2^{x_6} n^{x_7} \tag{15.11}$$

ceea ce se exprimă dimensional sub forma

$$[\mathrm{kg\ m^2\ s^{-3}}] = [\mathrm{kg^0\ m^3\ s^{-1}}]^{x_1}\,[\mathrm{kg^1\ m^{-1}\ s^{-2}}]^{x_2}\,[\mathrm{kg^1\ m^{-3}\ s^0}]^{x_3} \cdot$$
$$\cdot\,[\mathrm{kg^0\ m^2\ s^{-1}}]^{x_5}\,[\mathrm{kg^0\ m^1\ s^0}]^{x_6} \cdot [\mathrm{kg^0\ m^0\ s^{-1}}]^{x_7}. \tag{15.12}$$

Rezultă sistemul de ecuații

$$1 = x_2 + x_3$$
$$2 = 3x_1 - x_2 - 3x_3 + 2x_5 + x_6$$
$$3 = x_1 + 2x_2 + x_5 + x_7$$

sau

$$x_3 = 1 - x_2$$
$$x_6 = 5 - 3x_1 - 2x_2 - 2x_5$$
$$x_7 = 3 - x_1 - 2x_2 - x_5$$

și ecuația (15.11) ia forma

$$P_t = K\, Q^{x_1} p_t^{x_2} \rho_t^{1-x_2} k^{x_4} \nu_t^{x_5} D_2^{5-3x_1-2x_2-2x_5} n^{3-x_1-2x_2-x_5}. \tag{15.13}$$

Formînd complexe adimensionale, rezultă

$$P_t = K\, \rho_t D_2^5 n^3 \left(\frac{Q}{D_2^3 n}\right)^{x_1} \left(\frac{p_t}{\rho_t D_2^2 n^2}\right)^{x_2} \left(\frac{\nu_t}{D_2^2 n}\right)^{x_5} k^{x_4}. \tag{15.14}$$

Rapoartele adimensionale obținute se pot transforma în continuare, înlocuind produsul $D_2\, n$ prin mărimea proporțională w_2 (viteza periferică), și pe p_t/ρ_t prin gRT_t. În definitiv, se obține relația criterială

$$\frac{P_t}{\rho_t D_2^2 w_2^3} = \varphi\left(\frac{Q}{D_2^2 w_2},\ \frac{gRT_t}{w_2^2},\ \frac{\nu_t}{w_2 D_2},\ k\right). \tag{15.15}$$

Complexul adimensional $w_2 D_2/\nu_t$, exprimat sub forma generală

$$\frac{wl}{\nu} = \mathrm{Re}$$

reprezintă un parametru important, numit invariantul lui Reynolds, care intervine în multe probleme de mecanica fluidelor.

* Care este un raport adimensional.

Scanned with OKEN Scanner

Aplicarea teoremei π. Prin aplicarea teoremei π, enunțată anterior, se pot stabili complexe adimensionale — invarianți de similitudine — dacă se cunosc, ca și la metoda Rayleigh, mărimile fizice de care depinde fenomenul.

Din acest ansamblu de mărimi se aleg mărimile fundamentale, care pot fi chiar mărimile fundamentale ale sistemului acceptat de unități de măsură sau alte mărimi fizice, alese convenabil pentru a satisface două condiții: 1) să nu poate fi exprimate printr-o combinație a celorlalte mărimi fundamentale (să fie independente dimensional); 2) grupul mărimilor fundamentale alese să permită exprimarea dimensională a tuturor celorlalte mărimi fizice (derivate). În general, se pot alege drept mărimi fundamentale mai multe grupuri de mărimi care îndeplinesc aceste condiții. Pentru ca să rezulte complecși adimensionali (criterii) uzuale, se recomandă ca printre mărimile fundamentale să nu se includă mărimea ce caracterizează fenomenul studiat, precum și alte cîteva mărimi, despre care se știe că apar frecvent în structura unor criterii: accelerația gravitației g, viscozitatea dinamică η etc.

Ca exemplu de aplicare a teoremei π, se consideră tot relația (15.10), scrisă sub forma

$$f_1(P_i,\ Q,\ p_i,\ \rho_i,\ k,\ \nu_i,\ D_2,\ n) = 0. \qquad (15.16)$$

Observînd că sînt necesare 3 mărimi fundamentale (sistem mecanic), $i = 3$, în baza teoremei π, se va obține o funcție de 4 rapoarte adimensionale.

Dacă se impune mai întîi rezolvarea problemei în cadrul sistemului S.I., unitățile fundamentale sînt m, kg și s. Trecînd la alte unități mai mici, $\frac{\mathrm{m}}{\mathrm{L}}$, $\frac{\mathrm{kg}}{\mathrm{M}}$ și $\frac{\mathrm{s}}{\mathrm{T}}$, valorile celor șapte mărimi fizice se amplifică în mod corespunzător și funcția (15.16) devine

$$f_1\left(P_i\frac{\mathrm{ML}^2}{T^3},\ Q\frac{\mathrm{L}^3}{T},\ p_i\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{LT}^2},\ \rho_i\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L}^3},\ k,\ \nu_i\frac{\mathrm{L}^2}{\mathrm{T}},\ D_2\mathrm{L},\ n\frac{1}{\mathrm{T}}\right) = 0. \qquad (15.17)$$

Constantele L, M și T se elimină, astfel ca funcția f_1 să nu depindă de unitățile fundamentale alese. În acest sens, se aleg trei mărimi fizice care să îndeplinească cele două condiții menționate mai sus. Argumentele funcției f_1 în care intervin aceste trei mărimi se egalează apoi cu unitatea și se deduc astfel L, M și T, care se înlocuiesc în relația (15.17).

Alegînd spre exemplu diametrul D_2, turația n și densitatea ρ_i, se obține

$$D_2 \cdot L = 1, \qquad n \cdot \frac{1}{\mathrm{T}} = 1 \qquad \text{și} \qquad \rho_i\frac{\mathrm{M}}{\mathrm{L}^3} = 1,$$

de unde

$$\mathrm{L} = \frac{1}{D_2};\ \mathrm{T} = n;\ \mathrm{M} = \frac{1}{\rho_i D_2^3};$$

și înlocuind în expresia (15.17),

$$f_1\left(P_i\frac{1}{\rho_i D_2^5 n^3},\ Q\frac{1}{D_2^3 n},\ p_i\frac{1}{\rho_i D_2^2 n^2},\ 1,\ k,\ \nu_i\frac{1}{D_2^2 n},\ 1,\ 1\right) = 0$$

sau

$$\frac{P_i}{\rho_i D_2^2 w_2^3} = \varphi\left(\frac{Q}{D_2^2 w_2},\ \frac{gRT_i}{w_2^2},\ \frac{\nu_i}{w_2 D_2},\ k\right).$$

Dacă problema se rezolvă impunînd trei mărimi fundamentale independent de cele ale sistemului de unități fundamentale, se pot alege grupele

Scanned with OKEN Scanner

D_2, n, ρ_t; Q, p_t, ν_t; etc. Alegînd de exemplu grupul D_2, n şi ρ_t, grupurile adimensionale se stabilesc prin împărţirea mărimilor derivate la produsul de puteri al mărimilor fundamentale:

$$f\left(\frac{P}{D_2^{x_1} n^{y_1} \rho_t^{z_1}}, \frac{Q}{D_2^{x_2} n^{y_2} \rho_t^{z_2}}, \frac{p_t}{D_2^{x_3} n^{y_3} \rho_t^{z_3}}, \frac{\nu_t}{D_2^{x_4} n^{y_4} \rho_t^{z_4}}, k\right) = 0. \qquad (15.17)$$

Exponenţii se deduc din condiţia de adimensionalitate a rapoartelor,

$$\begin{aligned} x_1 &= 5; & y_1 &= 3; & z_1 &= 1; \\ x_2 &= 3; & y_2 &= 1; & z_2 &= 0; \\ x_3 &= 2; & y_3 &= 2; & z_3 &= 1; \\ x_4 &= 2; & y_4 &= 1; & z_4 &= 0; \end{aligned}$$

rezultînd în final tot expresia (15.15).

Într-o altă variantă de aplicare a teoremei π, invarianţii se exprimă sub forma generală a produselor de puteri ale tuturor mărimilor fizice a_i, fundamentale şi derivate, de care depinde fenomenul,

$$\pi = a_1^{x_1} \quad a_2^{x_2} \quad a_3^{x_3} \quad a_4^{x_4} \ldots . \qquad (15.18)$$

Exprimînd ecuaţia dimensională corespunzătoare sistemului ales de unităţi fundamentale şi ţinînd seama că π este adimensional, rezultă un sistem de ecuaţii liniare şi omogene. Soluţia care se obţine prin aplicarea metodelor algebrice reprezintă seriile de exponenţi din ecuaţia generală (15.18), pentru cei $n-k$ invarianţi căutaţi [15].

b) **Cazul cînd se cunosc ecuaţiile fenomenului.** Există două metode de determinare a criteriilor de similitudine plecînd de la ecuaţiile care descriu fenomenul examinat: 1) prin aplicarea proprietăţii de independenţă a structurii ecuaţiei faţă de scara folosită; b) prin exprimarea ecuaţiei sub forma adimensională.

Pentru ilustrarea modului de aplicare a celor două metode, se consideră ecuaţia diferenţială a conducţiei într-un solid lipsit de surse interioare de căldură (ecuaţia Fourier):

$$c\rho \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right), \qquad (15.19)$$

care descrie variaţia spaţială şi temporală a temperaturii T. În această ecuaţie, c, ρ şi λ reprezintă căldura specifică, densitatea şi respectiv coeficientul de conductibilitate termică. Ecuaţia este adeseori exprimată sub forma condensată

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a \Delta T, \qquad (15.20)$$

unde ΔT este laplacianul de temperatură,

$$\Delta T = \frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2}, \qquad (15.21)$$

iar a este coeficientul de difuzibilitate.

Potrivit primei metode, se ţine seama că structura ecuaţiei nu depinde de scara mărimilor fizice. Considerînd că în forma (15.20) ecuaţia este scrisă

Scanned with OKEN Scanner

pentru prototip, forma similară pentru model se obține multiplicînd mărimile fizice cu factorii corespunzători de scară: K_0 pentru temperatură, K_t — timp, K_a — difuzibilitate, K_l — lungime, K_c — căldură specifică, K_ρ — densitate. Se obține:

$$\frac{K_0}{K_t}\frac{\partial T}{\partial t} = K_a \frac{K_0}{K_l^2} a\Delta T. \tag{15.22}$$

Întrucît ecuațiile (15.20) și (15.22) trebuie să aibă aceeași structură, se obține egalitatea

$$\frac{K_0}{K_t} = K_a \frac{K_0}{K_l^2},$$

sau

$$\frac{K_a K_t}{K_l^2} = 1. \tag{15.23}$$

Prin înlocuirea scărilor cu mărimile analoage de la prototip și model și gruparea indicilor lor, se obține invariantul

$$\frac{a_m t_m}{l_m^2} = \frac{a_p t_p}{l_p^2} = \text{Fo}. \tag{15.24}$$

A doua metodă de stabilire a criteriilor de similitudine prevede reducerea ecuației la forma adimensională. În acest sens, mărimile fizice se exprimă sub forma unor produse de doi termeni

$$T = T_0 T', \qquad x = l_0 x'$$
$$t = t_0 t' \qquad y = l_0 y'$$
$$a = a_0 a \qquad z = l_0 z',$$

în care termenul cu indicele 0 desemnează o mărime dimensională caracteristică pentru desfășurarea fenomenului*, iar termenul cu semnul prim — mărimea adimensională corespunzătoare. Înlocuind în relația (15.20) se obține

$$\frac{T_0}{t_0}\frac{\partial T'}{\partial t'} = a_0 \frac{T_0}{l_0^2} a' \Delta T'$$

sau, în definitiv,

$$\frac{\partial T'}{\partial t'} = \frac{a_0 t_0}{l_0^2} a' \Delta T',$$

formă în care apare complexul adimensional $a_0 t_0 / l_0^2 = \text{Fo}$.

Pentru transformarea unei ecuații algebrice, diferențiale sau integrale, într-o ecuație de formă adimensională, se poate proceda de asemenea la împărțirea ecuației cu un termen oarecare al său.

15.1.1.3. **Principalele criterii de similitudine.** În tabelul 15.1 se prezintă principalele criterii de similitudine care intervin în fenomenele mecanice, termice și de difuzie din mașinile termice.

---

* Spre exemplu, la modelarea proceselor funcționale dintr-un motor cu ardere internă, se obișnuiește să se aleagă alezajul sau cursa drept lungime caracteristică, durata unui ciclu sau a unei rotații a arborelui drept timp caracteristic, viteza medie a pistonului drept viteză caracteristică etc.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 15.1

Principalele criterii de similitudine

Denumire	Simbol	Relația de definiție	Sensul fizic	Domeniul de aplicare
1	2	3	4	5
1. Fenomene mecanice				
1.1. Criteriul Hooke*	Hk	$\frac{F}{AE}$	Caracterizează similitudinea statică a sistemelor elastice	Este un criteriu nedeterminant, dacă este satisfăcută similitudinea geometrică
1.2. Criteriul Cauchy*	Ca	$\frac{w}{a_s}$	Raportul dintre forța de inerție și forța exterioară	Vibrațiile sistemelor elastice
1.3. Criteriul Froude	Fr	$\frac{w^2}{gl}$	Raportul dintre forța de inerție și forța de greutate	Sisteme elastice sau curenți cînd accelerația gravitației are un rol important
1.4. Criteriul Reynolds	Re	$\frac{wl}{\nu}$	Raportul dintre forța de inerție și frecarea moleculară într-un curent de lichid sau gaz	Curgerea forțată a fluidelor
1.5. Criteriul Strouhal	Sr	$\frac{wt}{l}$	Caracterizează viteza de variație a cîmpului de viteze	Fenomene variabile în timp
1.6. Criteriul Mach	M	$\frac{w}{a_s}$	Raportul dintre viteza de deplasare a fluidului și viteza sunetului	Mișcarea fluidelor compresibile (cu viteze mari)
1.7. Criteriul Euler	Eu	$\frac{\Delta p}{\rho w^2}$	Raportul forțelor de presiune și de inerție în curent	Curgerea fluidelor cu cădere de presiune (rezistențe hidraulice)
1.8. Criteriul Galilei	Ga	$\frac{gl^3}{\nu^2} = \frac{R_e^2}{Fr}$	Raportul dintre forțele de frecare moleculară și de greutate	Mișcarea liberă a fluidelor datorită diferențelor de densitate
2. Fenomene termice				
2.1. Criteriul Fourier	Fo	$\frac{at}{l^2}$	Raportul dintre timpul t caracteristic ritmului de variație a condițiilor în mediul înconjurător și timpul l^2/a caracteristic ritmului de variație a cîmpului de temperaturi al corpului	Propagarea căldurii în corpuri solide (cîmpuri termice în regim nepermanent)
2.2. Criteriul Péclet	Pe	$\frac{wl}{a}$	Raportul intensităților transferului de căldură convectiv și prin conducție	Transferul de căldură în fluidele în mișcare
2.3. Criteriul Prandtl	Pr	$\frac{\nu}{a} = \frac{P_e}{R_e}$	Caracterizează legătura dintre cîmpul de viteze și temperaturi într-un fluid	Transferul căldurii în fluide în mișcare, putînd înlocui întotdeauna criteriul Pe

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 15.1 (continuare)

1	2	3	4	5
2.4. Criteriul Nusselt*	Nu	$\frac{\alpha l}{\lambda}$	Raportul dintre densitatea fluxului de căldură real și cel care s-ar transmite prin conducție pură printr-un strat de grosime l	Transferul căldurii prin suprafețe de separație între fluid și un perete solid
2.5. Criteriul Biot	Bi	$\frac{\alpha l}{\lambda_p}$	Raportul rezistențelor termice (diferențelor de temperatură) interne și externe la încălzirea (răcirea) unui corp	Încălzirea (răcirea) unui corp într-un fluid
2.6. Criteriul Stanton	St	$\frac{\alpha}{\rho c_p w} = \frac{\mathrm{Nu}}{P_e}$	Raportul intensității transferului și conținutului specific de căldură al curentului	Transferul de căldură la curgerea fluidelor
2.7. Criteriul Boltzman	Bo	$\frac{\varphi C V_{ga} \bar{c}_{ga}}{\sigma_0 \xi_i A T_t^3 10^{-8}}$	Raportul dintre conținutul de căldură al gazului și energia termică radiată	Ardere în condițiile unui transfer important de căldură prin radiație
		3. Fenomene de difuziune		
3.1. Criteriul Schmidt	Sc	$\frac{\nu}{D}$	Raportul dintre intensitatea transferului de substanță prin diferențe de presiune (temperatură) și concentrație	Fenomene de difuziune în fluide în curgere în regim permanent
3.2. Criteriul Sherwood*	Sh (Nu_D)	$\frac{k_D l}{D}$	Raportul dintre transferul total de substanță prin difuziune și cel prin difuziune moleculară	Transferul de substanță prin stratul limită al fazei lichide sau gazoase

Notații: a — coeficient de difuzibilitate; a_s — viteza locală a sunetului; A — suprafață; C — consumul orar de combustibil; c — căldura specifică; $\bar{c}_{ga}$ — căldura specifică medie a gazelor arse; D — coeficient de difuzie; E — modul de elasticitate; F — forță; g — accelerația gravitației; k_D — coeficient de transfer de masă prin stratul limită de lichid sau gaz; l — lungime; p — presiune; t — timp; T_t — temperatura teoretică de ardere; V_{ga} — volumul de gaze arse; w — viteză; α — coeficient de convecție; γ — greutatea specifică; λ — coeficient de conductibilitate termică; λ_p — coeficient de conductibilitate a peretelui; ν — viscozitatea cinematică; ρ — densitate; σ_0 — coeficientul de radiație totală a corpului negru; φ — coeficientul de diafragmare; ξ_t — coeficient de murdărire a suprafeței de radiație.

* Criterii care nu sînt determinante.

15.1.2. Legile modelului

Așa cum s-a arătat, condițiile de realizare și încercare a modelului sînt exprimate de egalitatea invarianților de similitudine determinanți pentru model și prototip. Invarianților de similitudine le corespund relații între scările de similitudine: pentru n—N invarianți de similitudine rezultați la un număr de n mărimi fizice din structura fenomenului cercetat, definite prin N unități fundamentale, corespunde un sistem de n—N relații între scări.

Acest sistem de relații între scările de similitudine constituie *legea modelului*. Sistemul este nedeterminat, un număr de N scări luînd valori arbitrare.

Scanned with OKEN Scanner

Se consideră spre exemplu problema definirii sistemului de relații între scările de similitudine pentru cercetările pe model ale tensiunilor termice în regim nestaționar.

Pentru definirea invarianților de similitudine, se consideră ecuațiile diferențiale ale deformațiilor specifice din teoria elasticității,

$$\varepsilon_x = \frac{1}{E}[\sigma_x - \mu(\sigma_y + \sigma_z)] + \alpha_d T,$$

$$\varepsilon_y = \frac{1}{E}[\sigma_y - \mu(\sigma_x + \sigma_z)] + \alpha_d T, \tag{15.25}$$

$$\varepsilon_z = \frac{1}{E}[\sigma_z - \mu(\sigma_x + \sigma_y)] + \alpha_d T,$$

și ecuația diferențială a cîmpului de temperatură, în absența surselor interioare de căldură,

$$\frac{\partial T}{\partial t} = a\Delta T. \tag{15.26}$$

Condițiile de unicitate temporală se exprimă sub forma

$$T_{t=t_0} = T_0 = \mathrm{f}(x, y, z), \tag{15.27}$$

iar condițiile de unicitate spațială sub una din următoarele forme:

— distribuția pe suprafață, în fiecare moment (condiția de speța întîi),

$$T_p = T_p(x, y, z, t); \tag{15.28}$$

— distribuția densității fluxului termic pe o suprafață a corpului (condiția de speța a doua),

$$q = -\lambda \operatorname{grad} T; \tag{15.29}$$

— schimbul de căldură al corpului cu mediul ambiant (condiția de speța a treia),

$$\alpha(T_a - T_p) = -\lambda \operatorname{grad} T. \tag{15.30}$$

Pe baza ecuațiilor (15.25) și (15.26), cu condiția egalității coeficienților lui Poisson,

$$\mu_p = \mu_m, \tag{15.31}$$

se deduc criteriile de similitudine,

$$\pi_1 = \frac{\Delta l E}{l\sigma} = \mathrm{Hk}, \tag{15.32}$$

$$\pi_2 = \frac{\alpha_d E T}{\sigma}, \tag{15.33}$$

$$\pi_3 = \frac{at}{l^2} = \mathrm{Fo}, \tag{15.34}$$

iar din condițiile de unicitate se deduce fie raportul adimensional

$$\theta = \frac{T_p(x, y, z, t_1)}{T_p(x, y, z, t_0)}, \tag{15.35}$$

fie invarianții

$$\pi_4 = \frac{ql}{\lambda T}, \quad \text{sau} \quad \pi_4' = \frac{\alpha l}{\lambda} = \mathrm{Bi}. \tag{15.36}$$

Scanned with OKEN Scanner

Criteriul π_1 este caracteristic tuturor sistemelor solicitate elastic, în timp ce criteriul π_2 este determinant pentru sistemele solicitate termoelastic. Pe baza invarianților π_2, π_3 și π_4 sau π_4' și a condiției (15.35), se deduce sistemul de relații între scările de similitudine,

$$K_\sigma = K_{\alpha_d} K_E K_\theta \tag{15.37}$$

$$K_\rho = \frac{K_\lambda K_t}{K_c K_l^2} \tag{15.38}$$

$$K_\theta = \frac{T_{om}}{T_{op}} \tag{15.39}$$

$$K_\lambda = \frac{K_q K_l}{K_\theta}, \quad \text{sau} \quad K_\lambda = K_\alpha K_l. \tag{15.40}$$

Au rezultat astfel 6 scări arbitrare, care este rațional să fie alese astfel: K_{α_d}, K_E, K_λ, K_ρ, K_c și K_α. Dacă se cercetează tensiunile termice în regim staționar, criteriul Fo, ca și condițiile exprimate de relațiile (15.27) sau (15.35) nu mai au sens, și relațiile între scări se reduc la

$$K_\sigma = K_{\alpha_d} K_E K_\theta, \tag{15.41}$$

și

$$K_\lambda = \frac{K_q K_l}{K_\theta}, \quad \text{sau} \quad K_\lambda = K_\alpha K_l. \tag{15.42}$$

La realizarea practică a modelelor, sistemul de relații stabilite între scările de similitudine nu este întotdeauna satisfăcut în mod riguros.

Astfel, dacă se analizează procesele fizice elementare care compun anumite fenomene tranzitorii, se poate ajunge la concluzia că importanța lor relativă, în cursul evoluției fenomenului, nu este egală. Procesul fizic care într-un anumit domeniu are o mică intensitate este reflectat de un criteriu de similitudine, care și-a pierdut practic caracterul determinant și ca atare poate fi exclus, în domeniul respectiv, din condițiile de similitudine. Această situație este caracterizată drept *degenerarea criteriului*, iar fenomenul care este independent față de criteriul degenerat este numit *de automodel*. Experiența arată că un criteriu de similitudine degenerează ori de cîte ori capătă valori numerice extreme, foarte mici sau foarte mari.

Un caz bine cunoscut de fenomen de automodel, prin degenerarea unui criteriu de similitudine, apare la mișcarea permanentă și uniformă a unui lichid într-o conductă orizontală. În general, doi curenți de lichid similari geometric și cu condiții la limită asemenea realizează similitudinea vitezelor și a căderilor de presiune, dacă sînt caracterizați prin valori numerice egale ale criteriului Reynolds. Fiind proporțional cu raportul dintre forțele de inerție și forțele de viscozitate, criteriul Re își păstrează importanța atîta timp cît cele două categorii de forțe sînt comparabile. În domeniul valorilor suficient de mici ale criteriului Re, în care forțele de viscozitate sînt predominante, curgerea are un caracter laminar stabil, devenind independentă față de criteriul Re. În domeniul valorilor mari ale criteriului Re, forțele de inerție capătă influența preponderentă, curgerea fiind stabil turbulentă, și tot independentă față de criteriul Re. Prin urmare, criteriul Re este determinant pentru modelare numai în domeniul valorilor intermediare, critice, în care curgerea este instabilă, tranzitorie. Domeniile valorilor numerice foarte mici și foarte mari

ale criteriului Re sînt domenii de automodelare, determinate de degenerarea criteriului.

Automodelarea intervine de asemenea ori de cîte ori ecuația criterială caracteristică fenomenului se reduce la un singur criteriu de similitudine, rezultînd o singură relație între scări. În consecință, se definește scara unei singure mărimi fizice; scara geometrică, ca și scările celorlalte mărimi fizice, devin arbitrare. Se observă că realizarea similitudinii geometrice dintre prototip și model și a condițiilor la limită asigură în mod automat similitudinea fenomenului cercetat, independent de mărimile fizice pe care le implică fenomenul. Condiția enunțată se poate exprima, în baza teoremei π, sub forma $(n-N)=1$, și este îndeplinită de toate fenomenele descrise de o ecuație cu doi termeni. De exemplu, într-un sistem mecanic, în care mărimile fizice implicate sînt numai forța, masa și accelerația, are loc un fenomen tipic de automodel, singurul criteriu de similitudine fiind $\frac{F}{ma}=1$, căruia îi corespunde relația $K_F = K_a K_m = K_m K_l / K_t^2$.

Există cazuri în care respectarea riguroasă a sistemului de relații între scări întîmpină dificultăți determinate de caracterul antagonist al unor criterii de similitudine. Se consideră de exemplu, cazul cînd trebuie realizată simultan similitudinea Reynolds și Froude, ceea ce conduce la relațiile

$$\frac{K_w K_l}{K_\nu}=1 \quad \text{și} \quad \frac{K_g K_l}{K_w^2}=1.$$

Dacă fluidul este același la prototip și model, $K_\nu = 1$ și luînd $K_g = 1$, se obține, pentru $K_l = 1/5$, $K_w = 5$ din prima relație și $K_w = \sqrt{1/5}$ din relația a doua. Dificultatea poate fi depășită, dar numai în anumite limite, prin alegerea unui anumit material pentru execuția modelului, sau a unui anumit fluid de lucru, cu proprietăți fizice care satisfac scara impusă de condiția respectării relațiilor între scări. În exemplul luat, se impune pentru model un fluid care satisface scara viscozității $K_\nu = K_l K_w = \frac{1}{5}\sqrt{\frac{1}{5}} = \frac{1}{11{,}2}$. O astfel de rezolvare nu este întotdeauna posibilă.

În alte situații, nu se respectă însăși similitudinea geometrică completă dintre model și prototip, fie din considerente de simplificare a construcției modelului, fie chiar din imposibilitatea de realizare practică a unui model perfect similar prototipului.

În general, modelele care nu satisfac în întregime similitudinea geometrică sau celelalte condiții de proiectare, se numesc *modele distorsionate*. Asemenea abateri pot introduce influențe însemnate asupra rezultatelor cercetării; de aceea este necesar să se evalueze cît mai precis efectul lor, pentru corectarea rezultatelor.

În afara influenței distorsiunilor intenționate, pot exista abateri de la similitudinea perfectă a comportării modelului, determinate de efecte legate direct de scara la care este executat modelul și numite de aceea, *efecte de scară*. Dintre efectele de scară cele mai obișnuite, se pot cita [15]: a) unele ipoteze valabile pentru prototip nu rămîn valabile pentru modelul executat la altă scară; spre exemplu tensiunea superficială poate fi neglijabilă pentru prototip, dar poate fi importantă pentru modelul executat la scară mică; b) proprietățile materialului pot fi influențate de metodele de fabricație și de dimensiunea secțiunii; o secțiune mare, obținută prin turnare, poate

avea alte proprietăți de direcție față de o secțiune mică, obținută dintr-un material laminat. Efectele de scară trebuie evaluate, ca și efectele distorsiunilor, pentru corectarea după necesitate a rezultatelor.

15.1.3. Aplicarea modelării fizice la cercetarea proceselor din mașinile termice

15.1.3.1. **Modelarea proceselor din focare.** În domeniul cazanelor cu abur, modelarea fizică reprezintă un mijloc actualmente curent de investigare a proceselor funcționale din focare sau din schimbătoarele de căldură.

Cercetarea focarelor abordează în general numai procesele aerodinamice, considerate izolate de celelalte procese funcționale, termice și chimice, cu care sînt asociate în realitate. Modelele aerodinamice de focare sînt astfel de tip izotermic, bidimensional sau tridimensional, și permit definirea cîmpurilor de viteze și eventual a cîmpurilor de concentrații de combustibil în amestec.

În cazul cel mai simplu, cînd se cercetează numai curgerea gazelor de ardere, se poate adopta un model bidimensional, cu un fluid de compoziție omogenă. Condițiile similitudinii totale, pentru curgerea între pereți similari geometric, sînt exprimate de sistemul de invarianți Re, Eu, Fr, Pr, precum și invariantul care rezultă din ecuațiile generale ale curgerii, împreună cu ecuațiile caracteristice ale fluidului. Pentru simplificarea în continuare a modelării se lucrează cu apă și se reține numai criteriul Re, pentru care se asigură valori numerice de peste 10 000. Modelele bidimensionale dau indicații calitative importante asupra procesului curgerii. Pentru vizualizarea liniilor de curent se utilizează trasori sub formă de pulbere sau colorant. Odată cu spectrul liniilor de curent, care permite localizarea zonelor de stagnare a gazelor din focar, se mai pot determina, ca parametri de comparație a variantelor constructive cercetate de focare, viteza medie în focar și timpul de rezidență.

Informații suplimentare asupra procesului de amestecare în flacără, în vederea corelării amplasării arzătoarelor și a lungimii flăcării cu forma focarului, se pot obține cu modele tridimensionale, prin cercetarea cîmpurilor de concentrații împreună cu cele de viteză. Modelul folosește în acest caz două fluide diferite, aerul și un gaz trasor, ultimul modelînd combustibilul din focarul real; procesul de amestecare se urmărește prin prelevarea de probe din diferite zone ale modelului, care se analizează chimic. Au fost realizate și modele care folosesc în același scop numai aer; jetul de combustibil se modelează cu aer încălzit, iar concentrația locală în amestec rezultă din măsurările de temperatură, pe baza similitudinii dintre cîmpurile de temperatură și de concentrație. Dacă se modelează și recircularea gazelor, se pot folosi două elemente trasoare, de exemplu temperatura pentru jetul de combustibil și bioxidul de carbon pentru gazele recirculate. În consecință, concentrația locală rezultă din măsurări combinate, de temperatură și de concentrație de bioxid de carbon, aplicate probelor prelevate. Legile acestor modele se deduc pe baza unui sistem de criterii de similitudine în care figurează, în afara criteriului Re, și criterii specifice procesului de amestecare și eventual de recirculare. Spre exemplu, în absența recirculării s-a propus menținerea constantă a criteriului Re și a rapoartelor adimensionale ρ_1/ρ_2, ν_1/ν_2 și j_1/j_2, unde j reprezintă

Scanned with OKEN Scanner

°RA
după P.M.I.

150°

155°

160°

165°

170°

Fig. 15.2

Scanned with OKEN Scanner

impulsul fluidului, iar indicii *1* și *2* indică fluidul care modelează jetul de combustibil și respectiv aerul de ardere [2].

15.1.3.2. Modelarea unor procese din motoarele cu ardere internă. Aplicarea studiilor pe modele în activitatea de cercetare și proiectare a motoarelor cu ardere internă a rămas limitată pînă în prezent la anumite probleme speciale, cu precădere pentru motoarele de dimensiuni mari.

Una dintre problemele în care modelarea fizică s-a impus constă din cercetarea proceselor de baleiaj și umplere la motoarele în doi timpi.

În general, instalațiile model au funcționare monociclică și sînt „reci", folosind două fluide diferite, dar de temperatură constantă și egală, pentru modelarea gazelor arse și a aerului de baleiaj. În varianta cu două gaze de lucru se stabilește gradul de perfecțiune al curățirii cilindrului și al umplerii prin analiza probei de gaze extrase din cilindru după închiderea luminilor de baleiaj; grație funcționării monociclice, proba de gaze poate reprezenta pînă la 80% din conținutul cilindrului, pentru determinarea unor parametri calitativi medii ai perfecțiunii procesului. Condițiile de similitudine includ, în afara similitudinii geometrice și a caracteristicilor fizice, și similitudinea gazodinamică: criteriile Re, Sr, Eu, M și exponentul adiabatic k [8]. Alți autori au preferat varianta cu două lichide de lucru, pentru simplificarea tehnicii de lucru și posibilitatea vizualizării simple a evoluției proceselor (cu cilindru transparent și lichide colorate). Calitatea procesului de schimbare a încărcăturii se evaluează prin cîntărirea amestecului rămas în cilindru după închiderea luminilor. Informații suplimentare asupra variației conținutului de aer de baleiaj în gazele evacuate se pot obține cu un traductor capacitiv care sesizează variația în timp a constantei dielectrice a amestecului evacuat. Condițiile similitudinii au putut fi reduse, în urma studiului teoretic și experimental, la similitudinea geometrică, egalitatea criteriului Sr și a raportului adimensional ρ_1/ρ_2 al densităților celor două fluide. În figura 15.1 se prezintă ca exemplu o instalație de modelare care funcționează cu lichide, iar în figura 15.2 se prezintă înregistrarea fotografică a unor faze ale procesului modelat de baleiaj [1].

Modelarea fizică a fost aplicată cu rezultate favorabile și la cercetarea sistemelor de evacuare ale motoarelor în doi timpi supraalimentate [7] sau la cercetarea injecției combustibilului și recent, la cercetarea proceselor formării amestecului și arderii în motoare diesel lente, cu injecție directă [10].

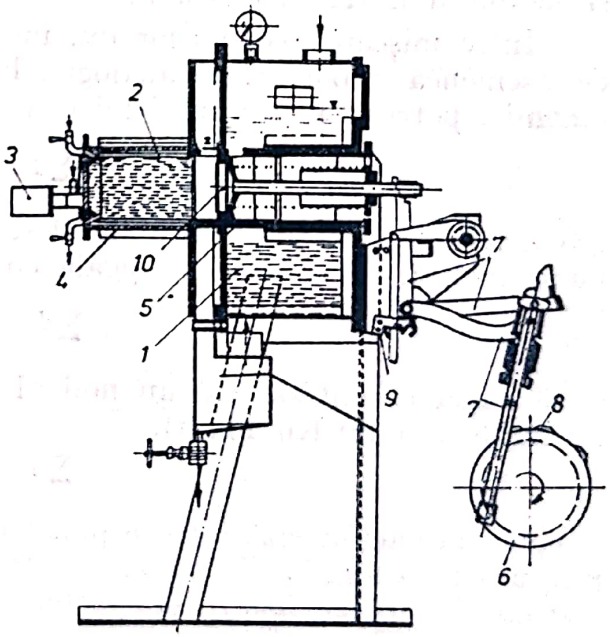


Fig. 15.1

1 — rezervor pentru fluidul de baleiaj; *2* — cilindru de sticlă; *3* — supapă pentru injecția combustibilului gazos; *4* — perete exterior din sticlă; *5* — capăt intersanjabil al cămășii cilindrului; *6* — roată de comandă; *7* — mecanism; *8* — came de comandă; *9* — pîrghie de comandă; *10* — piston (cu aceeași lege de deplasare ca și la motorul real). Lichide folosite pentru modelare: tetracloretilen pentru aer, ciclohexan pentru gazele de evacuare, amestecul lor cu o densitate convenabilă, pentru combustibil gazos.

Scanned with OKEN Scanner

15.2. MODELAREA ANALOGICĂ

15.2.1. Principii generale

Anumite categorii de fenomene, deosebite ca natură fizică, se află în raporturi de analogie, evidenţiate de forma analoagă a ecuaţiilor care le descriu matematic.

Astfel de raporturi există spre exemplu între fenomenele de transfer de masă prin difuzia moleculară dintr-un fluid, transferul de căldură prin conductibilitate într-un metal şi transferul de electroni de conducţie într-un conductor. Analogia între ecuaţiile care exprimă densitatea fluxului de substanţă prin difuzie (legea lui Fick),

$$g = -D \operatorname{grad} c, \tag{15.43}$$

densitatea fluxului de căldură prin conductibilitate (legea lui Fourier)

$$q = -\lambda \operatorname{grad} T, \tag{15.44}$$

şi densitatea curentului electric (legea lui Ohm generalizată)

$$j = -\sigma \operatorname{grad} u, \tag{15.45}$$

este evidentă. Comparînd cele trei ecuaţii, se stabilesc în continuare analogiile între mărimile fizice implicate, densitatea fluxului de substanţă g, de căldură q şi de electricitate j şi gradientul concentraţiei C, temperaturii T şi tensiunii U, sau între constantele fizice de difuzie D, de conductibilitate termică λ şi conductibilitate electrică σ.

Între mişcarea corpurilor din mecanică şi curentul electric se constată de asemenea raporturi de analogie. Ecuaţia care exprimă legea echilibrului dinamic, potrivit principiului lui d'Alembert,

$$\Sigma F = 0, \tag{15.46}$$

este analoagă ecuaţiilor care stabilesc că suma căderilor de tensiune într-o buclă închisă de circuit este egală cu zero (legea a doua a lui Kirchhoff)

$$\Sigma U = 0, \tag{15.47}$$

şi că suma curenţilor într-un nod al circuitului electric este egală cu zero (prima lege a lui Kirchhoff),

$$\Sigma I = 0. \tag{15.48}$$

Forţele care acţionează într-un punct (nod) al unui sistem mecanic corespund prin urmare căderilor de tensiune dintr-o buclă închisă a unui circuit electric (*analogia forţă-tensiune*), sau curentului dintr-un nod de circuit electric (*analogia forţă-curent*).

Între raporturile de analogie ale unor fenomene străine ca natură fizică şi raporturile de similitudine din cadrul unui grup de fenomene de aceeaşi natură fizică există corespondenţe.

Un grup de fenomene similare este descris de o ecuaţie generală exprimată adimensional, cu ajutorul criteriilor de similitudine. Sub această formă, ecuaţia şi-a pierdut aparent semnificaţia fizică. Restabilirea sensului fizic se face

Scanned with OKEN Scanner

prin trecerea de la soluția generală a ecuației la soluția particulară fenomenului din sistemul concret studiat, cînd se înlocuiesc criteriile de similitudine prin mărimi fizice dimensionale.

Se poate considera formal o ecuație generală comună și pentru descrierea categoriei de fenomene analoage, după transformarea în mărimi adimensionale. Soluția acestei ecuații este aplicabilă, sub aspect strict formal, tuturor fenomenelor analoage care aparțin aceleiași categorii. Această soluție se poate restrînge în limitele unui grup de fenomene similare, prin introducerea condiției suplimentare asupra naturii fizice comune a fenomenelor.

În comparație cu raporturile de analogie, raporturile de similitudine caracterizează prin urmare cazul particular al fenomenelor de aceeași natură fizică. Între mai multe grupe de fenomene similare se stabilesc astfel raporturi de analogie. Diferența dintre analogie și similitudine este de ordin calitativ; rezultatele obținute în limitele unei grupe de fenomene similare pot fi extinse, sub aspect strict cantitativ, asupra altor grupe de fenomene similare, în limitele raporturilor comune de analogie.

Legătura dintre mărimile fizice caracteristice fenomenului studiat și mărimile corespunzătoare ale fenomenului analog se stabilește pe baza *factorilor de scară*. Notînd cu x și y două mărimi fizice corespunzătoare, și cu K_{xy} factorul lor de scară, există relația

$$x = K_{xy} y. \qquad (15.49.$$

Factorul de scară în modelarea analogică este evident o mărime *dimensională* Cu această excepție distinctivă, factorul de scară în modelarea analoagă are proprietăți comune cu factorul de scară din teoria similitudinii. Pe baza factorilor de scară dintre mărimile fundamentale corespunzătoare celor două fenomene analoage, se precizează factorii de scară derivați. Sistemul de relații rezultate între factorii de scară derivați și fundamentali limitează numărul factorilor care se pot alege arbitrar; ceilalți factori care intervin în modelare sînt determinați. De asemenea, prin folosirea factorilor de scară pentru transformarea parametrilor fizici din ecuația fenomenului studiat în vederea obținerii formei caracteristice fenomenului analog, se formează complexe de factori de scară ca și în cazul modelării fizice.

Posibilitatea extinderii rezultatelor cantitative ale studiului unui fenomen fizic asupra unui fenomen fizic analog stă la baza cercetării prin modelare analogică. Aplicînd acest principiu, pot să rezulte simplificări mai importante ale cercetării decît prin modelarea fizică. Astfel, față de modelarea fizică, care creează posibilitatea modificării avantajoase a arhitecturii și dimensiunilor sistemului cercetat, sau a parametrilor fizici ai agentului de lucru, modelarea analogică introduce libertatea de înlocuire a fenomenului studiat printr-un alt fenomen fizic, preferabil sub aspectul ușurinței controlului parametrilor în cursul experiențelor sau al efectuării măsurărilor. În general, modelarea analogică se dovedește mai simplă și mai economică, ceea ce justifică interesul actual pentru extinderea aplicării sale. Forma obișnuită de modelare analogică realizează înlocuirea sistemului studiat printr-un circuit electric. Modelarea electrică se caracterizează prin corespondența fiecărui element al sistemului original cu un element al circuitului electric, care îndeplinește o funcție analoagă. Prin aceasta modelul electric se deosebește de calculatorul analogic, care rezolvă ecuația fenomenului studiat fără existența corespondenței menționate.

Scanned with OKEN Scanner

15.2.2. Modelarea electrică a sistemelor mecanice

Analogia generală dintre sistemele mecanice cu constante concentrate şi circuitele electrice a fost evidenţiată în paragraful 15.2.1 şi anterior, în capitolul 2.

Pentru un sistem mecanic oscilant convenţional cu masă, element elastic şi amortizare (sistem de ordinul al doilea), asupra căruia acţionează o forţă F, considerată o funcţie de timp (fig. 15.3, *a*, sau într-o reprezentare echivalentă, fig. 15.3, *b*), ecuaţia echilibrului dinamic are expresia

$$m\frac{\mathrm{d}^2x}{\mathrm{d}t^2} + a\frac{\mathrm{d}x}{\mathrm{d}t} + kx = F(t), \tag{15.50}$$

sau, făcînd înlocuirea $w = \mathrm{d}x/\mathrm{d}t$,

$$m\frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}t} + aw + k\int w\,\mathrm{d}t = F(t). \tag{15.51}$$

Un circuit electric analog, cu inductanţă, rezistenţă, capacitate şi sursa de tensiune U, în serie (fig. 15.4, *a*), are ecuaţia

$$L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + Ri + \frac{1}{C}\int i\,\mathrm{d}t = u(t), \tag{15.52}$$

sau, exprimînd curentul i în funcţie de sarcina q,

$$L\frac{\mathrm{d}^2q}{\mathrm{d}t^2} + R\frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}q = u(t). \tag{15.53}$$

Prin compararea ecuaţiilor (15.50) şi (15.51) cu (15.52) şi (15.53), rezultă analogiile dintre mărimile electrice şi mecanice prezentate în tabelul 15.2 (categoria de analogie forţă-tensiune). Prin urmare, în analogia forţă-tensiune, un nod mecanic este echivalent unei bucle închise de circuit electric. Un sistem mecanic format din mai multe noduri, cu elemente comune de legătură, este analog unui circuit electric constituit dintr-un număr egal de bucle închise, cu ramuri comune între buclele alăturate.

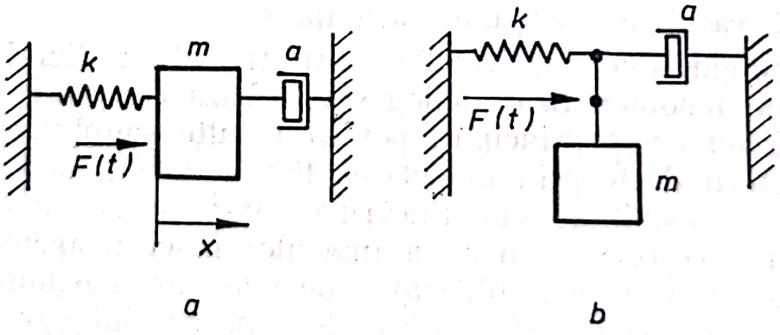


Fig. 15.3

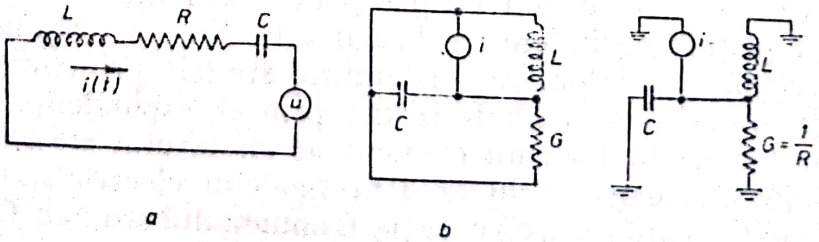


Fig. 15.4

Tabelul 15.2

Analogia între mărimile mecanice și electrice

Sistemul mecanic $\Sigma F = 0$	Sistemul electric	
	Analogia forță-tensiune $\Sigma(\Delta u) = 0$	Analogia forță-curent $\Sigma i = 0$
Deplasarea (deplasarea unghiulară) x (α)	Sarcina, q	Fluxul magnetic, Φ
Masa (momentul de inerție), m (I)	Inductanța, L	Capacitatea, C
Timpul, t_m	Timpul, t_e	Timpul, t_e
Viteza (viteza unghiulară), w (ω)	Curentul, i	Tensiunea, u
Forța (momentul), F (M)	Tensiunea, u	Curentul, i
Elasticitatea, $1/k$	Capacitatea, C	Inductanța, L
Coeficientul de amortizare, a (a_r)	Rezistența, R	Conductanța, $G = 1/R$
Lucrul mecanic elementar, $F\,dx$ ($M\,d\alpha$)	$u\,dq$	$i\,d\Phi$
Impulsul, mw ($J\omega$)	Fluxul magnetic, Φ	Sarcina, q
Energia cinetică, $\frac{1}{2}mw^2$ $\left(\frac{1}{2}J\omega^2\right)$	Energia magnetică $\frac{1}{2}Li^2$	Energia electrică $\frac{1}{2}Cu^2$
Energia potențială, $\frac{1}{2}\frac{F^2}{k}$ $\left(\frac{1}{2}\frac{M^2}{k_r}\right)$	Energie electrică $\frac{1}{2}Cu^2$	Energia magnetică $\frac{1}{2}Li^2$
Energia disipată, $\frac{1}{2}aw^2$ $\left(\frac{1}{2}a_r\omega^2\right)$	Energia disipată, $\frac{1}{2}Ri^2$	Energia disipată, $\frac{1}{2}Gu^2$

În figurile 15.4, *b*, *c* se prezintă un alt tip de circuit electric analog sistemului mecanic considerat, tot cu inductanță, rezistență și capacitate, montate însă în paralel cu o sursă de curent. Prin aplicarea legii lui Kirchhoff de însumare a curenților într-un nod comun, se obține ecuația

$$C\frac{du}{dt} + Gu + \frac{1}{L}\int u\,dt = i\,(t). \tag{15.54}$$

Se stabilește astfel o nouă categorie de analogii între mărimile electrice și mecanice, sintetizate tot în tabelul 15.2 (categoria de analogie forță-curent). În analogia forță-curent, un nod mecanic este echivalent unui nod electric. Un sistem mecanic format din mai multe noduri cu legăturile corespunzătoare este analog unui circuit electric cu un număr egal de noduri, cu elemente de conectare între nodurile alăturate.

În consecință, fiecărei mărimi mecanice caracteristice îi corespunde o mărime electrică analoagă, în variantele de analogie forță-tensiune sau forță-curent. Prin stabilirea corectă a factorilor de scară analogică, se poate construi circuitul electric analog oricărui sistem mecanic. Măsurarea unor mărimi mecanice, deplasări, viteze, frecvențe sau forțe din sistemul mecanic, se reduce în acest mod la măsurarea de tensiuni, curenți sau frecvențe electrice.

Determinarea factorilor de scară se poate face începînd cu mărimile fundamentale, cu ajutorul cărora se exprimă în continuare toate mărimile derivate. În analogia forță-tensiune, dacă mărimile fundamentale ale sistemului mecanic sînt masa m, lungimea x și timpul t_m, care se află în raporturi de analogie cu inductanța L, sarcina q și timpul t_e, valorile t_m și t_e fiind

Scanned with OKEN Scanner

intervalele de timp în care se produc fenomenele analoage din sistemul mecanic și electric, factorii corespunzători de scară sînt

$$m = K_{mL}L; \quad x = K_{xq}q; \quad t_m = K_{tme}t_e. \tag{15.55}$$

Alți factori de scară sînt:

$$\frac{dx}{dt} = K_{wi}i; \quad F = K_{FU}U; \quad k = K_{kC}\frac{1}{C}. \tag{15.56}$$

Valorile factorilor de scară derivați sînt determinate în funcție de valorile factorilor fundamentali. Ținînd seama de relațiile dimensionale $[F] = [m\,d^2x/dt_m^2]$, $[k] = [F/x] = [m(d^2x/dt_m^2)/x]$, se obține

$$[K_{wi}i] = \left[\frac{dx}{dt_m}\right] = \left[\frac{K_{xq}}{K_{tme}}\,\frac{dq}{dt_e}\right], \text{ deci } K_{wi} = \frac{K_{xq}}{K_{tme}}, \tag{15.57}$$

$$\left[K_{adi}\frac{di}{dt}\right] = \left[\frac{d^2x}{dt_m^2}\right] = \left[\frac{K_{xq}}{K_{tme}^2}\,\frac{d^2q}{dt_e^2}\right]; \quad K_{adi} = \frac{K_{xq}}{K_{tme}^2}, \tag{15.58}$$

$$[K_{FU}U] = [F] = \left[m\frac{d^2x}{dt_m^2}\right] = \left[K_{mL}L\frac{K_{xq}}{K_{tme}^2}\,\frac{d^2q}{dt_e^2}\right]; \quad K_{FU} = \frac{K_{mL}K_{xq}}{K_{tme}^2}, \tag{15.59}$$

$$\left[K_{kC}\frac{1}{C}\right] = [k] = \left[\frac{m\dfrac{d^2x}{dt_m^2}}{x}\right] = \left[\frac{K_{mL}}{K_{xq}}\,\frac{K_{xq}}{K_{tme}^2}L\,\frac{d^2q/dt_e^2}{q}\right]; \quad K_{kC} = \frac{K_{mL}}{K_{tme}^2}, \tag{15.60}$$

$$[K_{aR}R] = [a] = \left[\frac{m\dfrac{d^2x}{dt_m^2}}{w}\right] = \left[\frac{K_{mL}K_{tme}}{K_{xq}}\,\frac{K_{xq}}{K_{tme}^2}L\,\frac{d^2q/dt_e^2}{i}\right]; \quad K_{aR} = \frac{K_{mL}}{K_{tme}}. \tag{15.61}$$

Dacă ecuațiile fenomenului analizat sînt cunoscute, factorii de scară se pot stabili — ca și pentru modelarea fizică — prin aplicarea proprietății de independență a structurii ecuațiilor sistemelor analoage față de scara folosită, sau prin identificarea ecuațiilor sistemelor, exprimate adimensional.

Spre exemplu, ecuațiile sistemului mecanic cu un grad de libertate și sistemului electric corespunzător în analogia forță-tensiune,

$$m\frac{d^2x}{dt_m^2} + a\frac{dx}{dt_m} + kx = F_0 \sin \omega_m t_m,$$

$$L\frac{d^2q}{dt_e^2} + R\frac{dq}{dt_e} + \frac{1}{C}q = u_0 \sin \omega_e t_e,$$

se pot aduce la o formă adimensională exprimînd variabilele sub forma

$$x = x_0x' \quad \text{și respectiv} \quad q = q_0q'$$
$$t_m = t_{0m}t'_m \qquad\qquad t_e = t_{0e}t'_e$$

termenii cu indicele 0 indicînd mărimile adimensionale caracteristice pentru desfășurarea fenomenelor. Se ajunge astfel la forma

$$\frac{d^2x'}{dt_m'^2} + \frac{at_{0m}}{m}\,\frac{dx'}{dt'_m} + \frac{kt_{0m}^2}{m}x' = \frac{F_0t_{0m}^2}{mx_0}\sin \omega_m t_{0m}t',$$

$$\frac{d^2q'}{dt_e'^2} + \frac{Rt_{0e}}{L}\,\frac{dq'}{dt'_e} + \frac{t_{0e}^2}{LC}q' = \frac{u_0t_{0e}^2}{Lq_0}\sin \omega_e t_{0e}t'.$$

Scanned with OKEN Scanner

Cele două sisteme au aceeaşi comportare dacă

$$\frac{at_{0m}}{m} = \frac{Rt_{0e}}{L}, \quad \frac{kt_{0m}^2}{m} = \frac{t_{0e}^2}{LC}, \quad \frac{F_0 t_{0m}^2}{mx_0} = \frac{u_0 t_{0e}^2}{Lq_0} \quad \text{şi} \quad \omega_m t_{0m} = \omega_e t_{0e},$$

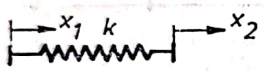
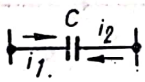
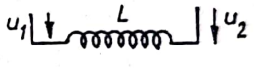
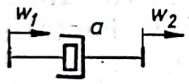
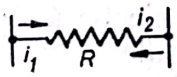
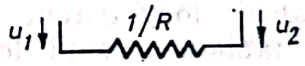
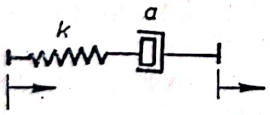
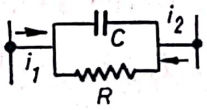
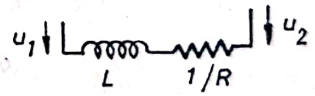
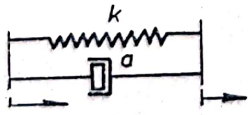
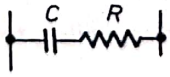
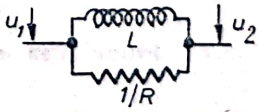
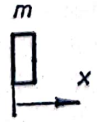
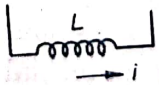
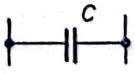
de unde rezultă relaţiile (15.59) ... (15.61).

Factorul de scară pentru timp K_{tme} este unitar, dacă circuitul electric analog se alătură unor elemente mecanice (analogie în „timp real"). În celelalte cazuri, poate fi avantajos ca sistemul analog să funcţioneze mai rapid ($K_{tme} > 1$), sau mai lent ($K_{tme} < 1$) decît sistemul mecanic original.

Sistemele mecanice complexe se modelează ca un ansamblu de sisteme simple (tab. 15.3). Un sistem mecanic propus pentru modelare electrică îl

Tabelul 15.3

Analogia între componentele sistemelor mecanice şi electrice

Nr. crt.	Elementul mecanic	Elementul electric	
		Analogia forţă-tensiune	Analogia forţă-curent
1.	Arc cu două borne  $F(t) = k(x_1 - x_2)$	Condensator comun la două circuite  $u(t) = \frac{1}{C}\int (i_1 - i_2)\,dt$	Inductanţă parcursă de un singur curent  $i(t) = \frac{1}{L}\int (u_1 - u_2)\,dt$
2.	Amortizor cu două borne  $F(t) = a\,(w_1 - w_2)$	Rezistenţă comună la două circuite  $u(t) = R(i_1 - i_2)$	Rezistenţă parcursă de un singur curent  $i(t) = \frac{1}{R}(u_1 - u_2)$
3.	Grup arc-amortizor în serie  	Grup condensator-rezistenţă în paralel  	Grup inductanţă-rezistenţă în serie 
4.	Grup arc-amortizor în paralel  	Grup condensator-rezistenţă în serie  	Grup inductanţă-rezistenţă în paralel 
5.	Masă  $F(t) = m\frac{d^2x}{dt^2}$	Inductanţă  $u(t) = L\frac{di}{dt}$	Condensator comun la două circuite  $i(t) = C\frac{du}{dt}$

Scanned with OKEN Scanner

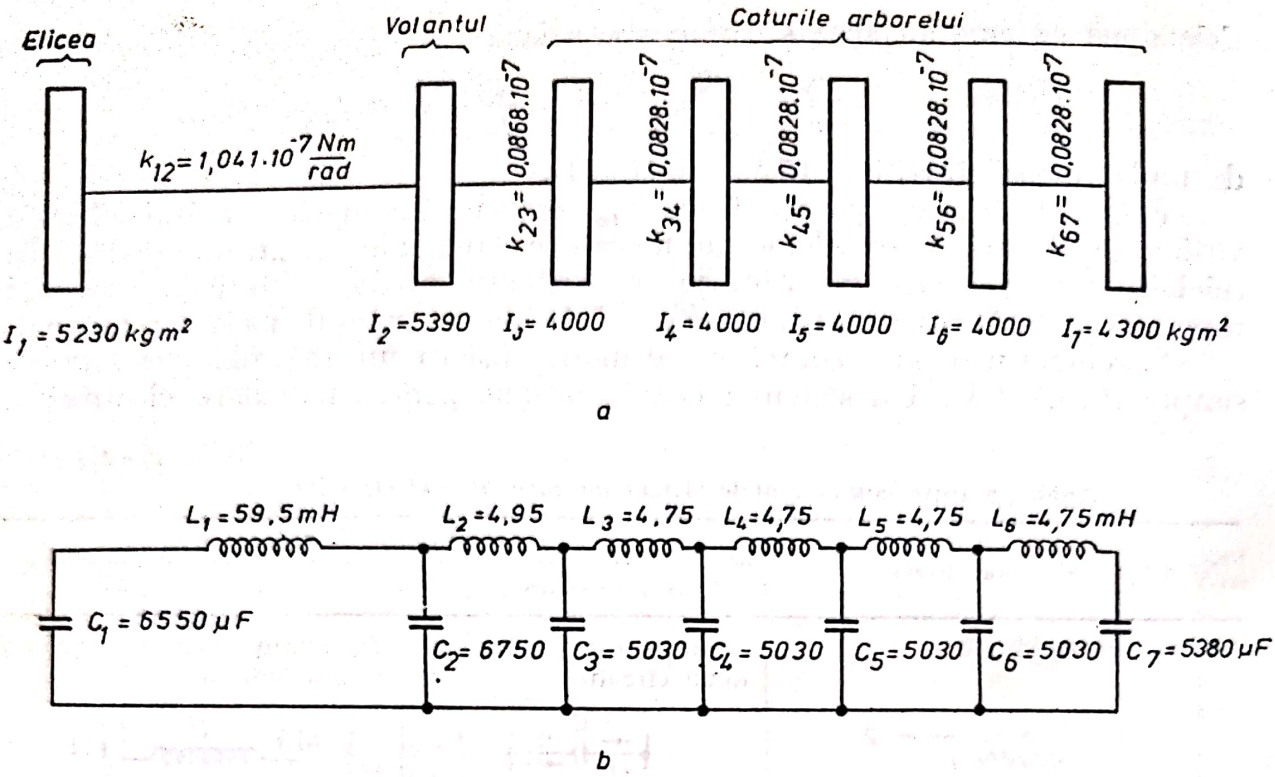


Fig. 15.5

constituie sistemul oscilant echivalent arborelui cotit al unui motor naval, împreună cu volantul și arborele elicei (fig. 15.5, *a*) pentru care rezultă, în analogia forță-curent, schema electrică din figura 15.5, *b*. Factorii de scară se stabilesc plecînd de la relațiile

$$K_{kL}=kL,\quad K_{IC}=\frac{I}{C}.$$

Factorul de scară pentru pulsațiile din cele două sisteme $K\omega_{me}$ se deduce cu ajutorul relațiilor pentru pulsațiile proprii,

$$\omega_m=\sqrt{k/I},\quad \omega_e=\sqrt{1/LC},$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_e}=K\omega_{me}=\sqrt{\frac{kLC}{I}}=\sqrt{K_{kL}/K_{IC}}. \tag{15.62}$$

15.2.3. Modelarea electrică a cîmpurilor termice

Cîmpurile fizice, de exemplu cele termice, pot fi modelate electric cu un mediu conductor continuu, sau un circuit compus din rezistențe și alte elemente electrice, discrete.

Prima metodă are la bază analogia dintre ecuațiile generale ale cîmpului de temperaturi și cîmpului de potențial electric. În cazul cel mai simplu, al regimului staționar, și în absența surselor sau sondelor de energie, cîmpul de temperatură este laplacian ($\Delta T=0$), analog unui cîmp de potențial electric ($\Delta u=0$). În consecință, se stabilește un sistem de analogii între

Scanned with OKEN Scanner

mărimile termice și electrice, rezultînd din analogia dintre temperatură și potențialul electric (tab. 15.4). După cum s-a constatat și la modelarea sistemelor mecanice, un al doilea sistem de analogie cu mărimile electrice este posibil prin introducerea funcției curent $i(x, y)$ în locul funcției potențial $u(x, y)$. Familia liniilor de echipotențial din prima analogie corespunde familiei liniilor de curent din a doua analogie. Trecerea de la o analogie la cealaltă se realizează cu menținerea geometriei conturului limită, înlocuind zonele izolate prin zone conductoare și invers.

Tabelul 15.4

Analogia între mărimile termice și electrice

Cîmpul termic	Cîmpul electric
Temperatura, T	Potențialul electric, U
Diferența de temperatură, ΔT	Tensiunea, ΔU
Timpul, t_t	Timpul, t_e
Conductibilitatea termică, λ	Conductibilitatea electrică, σ
Rezistivitatea termică, $\sigma_t = 1/\lambda$	Rezistivitatea electrică, $\rho_e = 1/\sigma$
Rezistența termică, $R_t = l_t/\lambda A_t$	Rezistența electrică, $R_e = \rho_e l_e/A_e$
Densitatea fluxului termic, q	Densitatea curentului, j
Fluxul termic, Φ	Curentul electric, I
Căldura, Q	Sarcina electrică, q
Capacitatea calorică, C_t	Capacitatea electrică, C

Analogia cu un mediu conductor continuu oferă o mare simplitate de realizare. În plus, se poate obține cu ușurință corespondența dintre geometrie și condițiile la limită, pentru model și original.

Cea de-a doua metodă de modelare poate fi considerată ca derivată din prima, prin înlocuirea mediului conductor continuu cu o rețea cu rezistențe, capacități și inductanțe (și eventual și elemente neliniare-semiconductoare). Schema elementelor rețelei este determinată de condiția ca ecuația potențialelor în noduri să coincidă cu ecuația cu diferențe finite corespunzătoare ecuației cu derivate parțiale care descrie cîmpul. Spre exemplu, dacă rețeaua se realizează cu impedanțe de legătură între noduri și în plus, în fiecare nod se conectează o sursă de curent și o impedanță de legătură la masă (fig. 15.6, *a*) ecuația potențialului pe noduri este

$$\frac{I_n + Y_n U}{(\Delta l)^2} = Y\left[\frac{\Delta^2 U}{\Delta x^2} + \frac{\Delta^2 U}{\Delta y^2} + \frac{\Delta^2 U}{\Delta z^2} + R\right], \qquad (15.63)$$

unde U este potențialul complex al nodului, I_n — curentul sursei de curent, Y — admitanța între noduri, Y_n — admitanța de legătură la masă (de exemplu $Y_n = j\omega C_n$), R — suma curenților care circulă de la nodurile învecinate la nodul considerat, corespunzător restului din dezvoltarea în serie Taylor a expresiei din membrul drept. Ecuația (15.63) este o ecuație neomogenă cu diferențe finite, de tip Helmholz. Rețelei modificate potrivit condiției $Y_n = 0$ îi va corespunde o ecuație de tip Poisson, cu condiția suplimentară $I_n = 0$ (fig. 15.6, *b*) o ecuație de tip Laplace, iar cu condiția $I_n = 0$ și $Y_n = j\omega C_n$ (fig. 15.6, *c*) o ecuație de tip Fourier. Aceste ecuații sînt aproximate desigur cu atît mai bine, cu cît restul R este mai mic comparativ cu ceilalți termeni

Scanned with OKEN Scanner

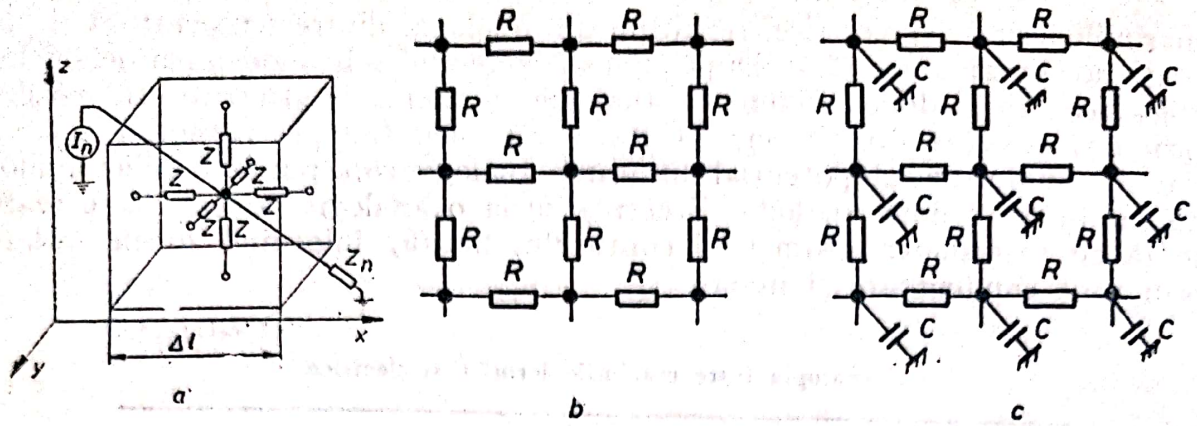


Fig. 15.6

ai sumei din membrul drept, ceea ce se realizează prin construcția rețelei cu un număr cît mai mare de noduri (Δl cît mai mic). Condițiile la limită se modelează prin aplicarea de tensiuni sau curenți în nodurile limită ale rețelei.

Modelele rețea oferă posibilitatea rezolvării unei game mai largi de probleme decît modelele cu mediu conductor continuu. Primele implică însă dificultăți mai mari de realizare, în special în privința stabilirii corecte a condițiilor limită la piesele cu o geometrie complexă. De asemenea modificările circuitului pe care le implică în general cercetarea mai multor variante constructive ale prototipului, implică un consum mare de timp de realizare.

În consecință, la cercetările în regim staționar ale cîmpurilor de temperaturi din pereții care transmit căldură, la cercetarea fluxului termic, sau a coeficientului de căldură fluid-perete, se preferă în general metoda modelării cu mediu conductor continuu.

Această metodă a fost adoptată la cercetarea coeficientului transferului convectiv de căldură lichid de răcire-cilindru la un motor cu ardere internă [4], utilizîndu-se drept mediu conductor o hîrtie specială, grafitată sau metalizată. Modelul, a cărui formă reproduce la scară secțiunea studiată a cilindrului, este decupat din hîrtia conductoare și lipit pe o planșetă. La electrozii formați pe conturul interior și exterior, prin simplă vopsire cu un lac special (lac cu suspensie de argint), se aplică potențialul corespunzător temperaturii impuse. Prin deplasarea pe hîrtie a unei sonde legate la un voltmetru, se poate determina potențialul electric din fiecare punct.

În vederea realizării analogiei dintre cîmpurile de potențial și de temperatură, trebuie satisfăcute condițiile limită, exprimate de regulă prin condiția de speța treia

$$-\operatorname{grad} T = \frac{\alpha}{\lambda}(T_a - T_p). \tag{15.64}$$

Printre mărimile caracteristice fenomenului conducției electrice lipsește o mărime analoagă coeficientului de transfer convectiv α (v. tab. 15.4). Raportul λ/α, care are dimensiunile unei lungimi, poate fi reprezentat însă de un strat fictiv de grosime $\delta_t = \lambda/\alpha$, măsurată după normala la suprafață. Stratul fictiv este anizotrop termic, avînd un coeficient de conductibilitate λ egal cu al materialului peretelui numai după direcția normalei la suprafața exterioară a peretelui; după toate celelalte direcții, coeficientul de conductibi-

litate al stratului fictiv este nul. Temperatura suprafeței exterioare a stratului fictiv este egală cu temperatura fluidului. Cu aceste convenții, ecuația (15.64) se exprimă prin

$$-\operatorname{grad} T = \frac{T_a - T_p}{\delta_t}. \qquad (15.65)$$

Prin analogie, modelul electric trebuie să îndeplinească condiția la limită

$$-\operatorname{grad} u = \frac{u_a - u_p}{\delta_e}. \qquad (15.66)$$

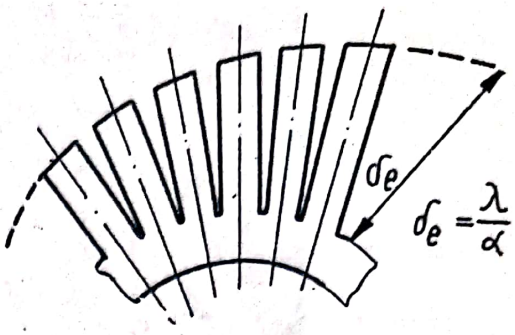


Fig. 15.7

Stratul fictiv, anizotrop termic, se modelează prin benzi de hîrtie conductoare de lungime δ_e, dispuse după normala la suprafață și izolate între ele (fig. 15.7). Dacă factorul de scară a lungimilor este $K_{lte} = l_t/l_e$, rezultă

$$\delta_e = \delta_t/K_{lte} = \frac{\lambda}{\alpha}\Big/K_{lte}, \qquad (15.67)$$

alegerea celorlalți factori de scară, $K_{\lambda,\sigma} = \lambda/\sigma$, $K_{q,i} = q/i$, $K_{T,u} = T/u$ etc. fiind arbitrară. Dimensiunile δ_e se stabilesc practic prin încercări succesive, valorile coeficienților locali α din relația (15.67) fiind necunoscute. În primă instanță, se aleg valorile lui α după datele din literatură, și cu dimensiunile δ_e rezultate se stabilește prima variantă a cîmpului de temperaturi. Valorile obținute ale temperaturii în cîteva puncte se confruntă cu datele stabilite prin măsurări directe pe motor și în caz de necorespondență, se corectează lungimile δ_e. Cu dimensiunile finale δ_e se pot calcula cu relația (15.67), valorile locale ale coeficientului de convecție α.

La cercetarea comparativă a eficienței unor soluții constructive asupra controlului cîmpului de temperaturi din organele solicitate termic este avantajoasă modelarea cu mediu conductor continuu, realizat de un electrolit. Forma băii de electrolit, la periferia căreia se prevăd electrozii, reproduce conturul secțiunii piesei. În general, variantele constructive studiate se deosebesc prin modul de soluționare al interiorului secțiunii, în timp ce conturul exterior se menține neschimbat. Modelarea cu baie de electrolit apare în aceste condiții cel mai simplu de realizat, întrucît forma băii nu se modifică. Diferitele soluții de control al distribuției izotermelor pe secțiunea piesei se modelează cu elemente speciale introduse în baia de electrolit. Spre exemplu un gol cu rol de ecran termic se modelează cu o piesă de aceeași formă, executată dintr-un material neconductor; un canal de răcire se modelează prin separarea unui spațiu de aceeași formă, la periferia căruia se montează electrozi legați la masă prin rezistențe de reglare. Potențialul aplicat acestor electrozi, ca și potențialul electrozilor de pe conturul băii, poate fi reglat corect numai dacă se cunosc coeficienții locali de convecție (condiția limită de speța treia). Practic, acest reglaj se realizează prin corecții succesive, comparînd de

Scanned with OKEN Scanner

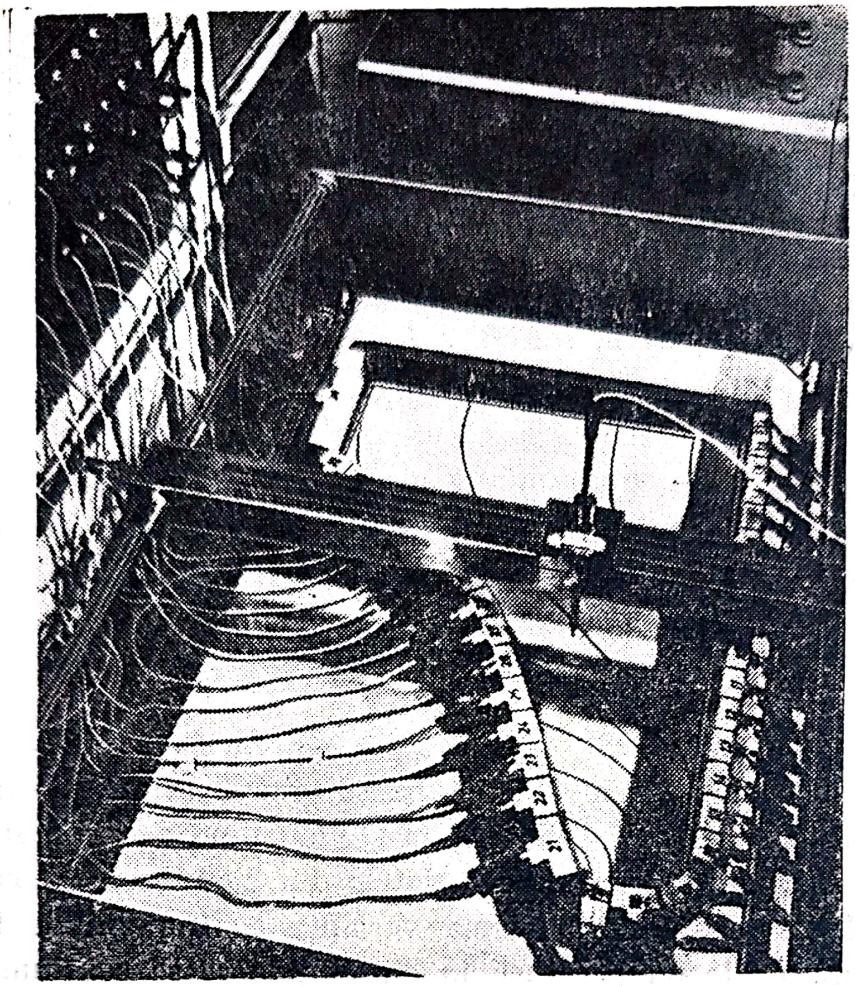


Fig. 15.8

fiecare dată cîteva temperaturi de control cu temperaturile măsurate la piesa reală în timpul funcţionării. În figura 15.8 se prezintă schema unei instalaţii de modelare cu baie de electrolit pentru determinarea cîmpului de temperaturi dintr-o supapă de evacuare [17].

BIBLIOGRAFIE

1. Dedeoglu, N. *Scavenging Model Solves Problems in Gas Burning Engine.* SAE Trans. Paper Nr. 710579, 1971.
2. Dihlman, C. şi Herrman, W. *Modellversuche über das Mischungsverhalten zweier Gasströme unterschiedlicher Temperature.* B.W.K., 1965, Nr. 17.
3. Friedmann, P. *Introduction à l'étude analogique des champs thermiques en régime permanent.* Chaud, froid, plomberie, 22 (1968), Nr. 263.
4. Gavrilov, A. K. şi Domani, P. I. *Opredelenie koeffiţienta teploperedaci, ot ghilzî ţilindra dizelnogo dvigatelea k ohlajdaiuşcei vode s pomoşciu elektroteplovoi analoghii.* Izv. vuzov „Maşinostroenie", 1967, Nr. 3.
5. Harris, C.M. şi Crede, C. .E *Şocuri şi vibraţii* (trad. din lb. engleză). Vol . 2, cap. 27 şi 29. Edit. tehnică, Bucureşti, 1968.
6. Hummel, H. *Temperaturfeldbestimmung im Elektrolyt-Trog.* Mahle-Kolloquium. 1973.
7. Karelin, A. N. *Modelirovanie vîpusknoi sistemî kombinirovannogo dvigatelea vnutrennego sgorania.* Izv. vuzov „Maşinostroenie", 1967, Nr. 12.
8. Kruglov, M. G. şi Perezdcikov, I.V. *Opredelenie parametrov rabotî „holodnîi" modeli dvuhtaktnogo dvigatelea vnutrennego sgorania.* Izv. vuzov „Maşinostroenie", 1968, Nr. 11.

Scanned with OKEN Scanner

9. Kuzmin, M. P. *Elektromodelirovanie nekotorîh nestaţionarnîh teplovîh proţessov.* Moskva, Izd. Energhia, 1964.
10. Lustgarten, G. *Modelluntersuchnngne zur Gemischbildung und Verbrennung im Dieselmotor.* MTZ, 35 (1974), Nr. 9.
11. Shigley, J. E. *Simulation of Mechanical System: An Introduction.* McGraw-Hill Book Company, New-York, 1967.
12. Stefanovskii, B. S. ş.a. *Ispîtaniia dvigatelei vnutrennego sgorania,* cap. 6. Maşinostroenie, Moskva, 1972.
13. Stotter, A. şi Wooley, K. S. *New method predicts exhaust valve temperatures for diesels in design stage.* SAE Journal 1966, 74, Nr. 2.
14. Urban, M. şi Kreye, H. *Modellversuche zur Bauteiluntersuchung für mechanische und thermische Belastung.* Maschinenbautechnik 21 (1972), Nr. 11.
15. Vasilescu, Al. A. *Analiza dimensională şi teoria similitudinii.* Edit. Academiei R.S. România, Bucureşti, 1969.
16. Zenzin, Iu. A. *Korrektirovanie parametrov orebrenia ţilindra dvigatelea vozduşnogo ohlajdenia s pomoşciu metoda elektriceskogo modelirovania.* Avtomobilnaia promîşl., 1965, Nr. 4.
17. Zinner, K. *Investigations relating to the valves of highly supercharged four-stroke diesel engines.* M.A.N. Diesel Engine News, 49, 1970.

Scanned with OKEN Scanner

Partea a treia

PRELUCRAREA DATELOR EXPERIMENTALE

- Prelucrarea generală statistică a datelor experimentale
- Analiza structurii mărimilor variabile în timp
- Organizarea activității de cercetare. Instalații automate de achiziție și prelucrare a datelor.

Scanned with OKEN Scanner

16

PRELUCRAREA STATISTICĂ GENERALĂ A DATELOR EXPERIMENTALE

Introducere. În activitatea de cercetare experimentală se efectuează în mod obișnuit măsurări repetate ale aceleiași mărimi, în condiții menținute neschimbate, pentru ridicarea preciziei. Rezultatele măsurărilor diferă între ele. Pe baza grupului de valori obținute se poate evalua mai precis adevărata valoare a mărimii măsurate, care rămîne în cele din urmă necunoscută, sau se poate preciza un interval în care se înscrie, cu o probabilitate suficient de ridicată, valoarea reală a mărimii.

Diferențele care apar întotdeauna între rezultatele obținute succesiv arată că în realitate nu se pot menține condiții identice de măsurare.

Experimentatorul poate controla un număr limitat de factori, cu influență importantă asupra rezultatelor măsurării. Acești factori, care sînt identificați în general în cadrul operației inițiale de etalonare a instrumentului, acționează ca mărimi de intrare perturbatoare sau modificatoare și pot introduce greșeli (erori grosolane) și erori sistematice (v. cap. 1 și 2).

Interacțiunea instrumentului de măsurare cu mediul ambiant este însă cu mult mai complexă, implicînd teoretic un număr nelimitat de factori. În afara factorilor controlabili menționați, cu influențe individuale sesizabile, rămîn o infinitate de factori caracterizați prin contribuții individuale neglijabile și care, din această cauză, nu pot fi identificați și controlați. Ca rezultat al acțiunii acestor factori variabili apar *erorile aleatoare* (întîmplătoare), care diferențiază rezultatele succesive ale unei măsurări.

Erorile aleatoare sînt inevitabile. Fiind caracterizate prin legi de repartiție bine determinate, erorile aleatoare pot fi analizate pe baza teoriei probabilităților și statisticii matematice, pentru a se lua în considerare gradul în care influențează adevărata valoare a mărimii măsurate. Prelucrarea statistică a rezultatelor unei măsurări permite rezolvarea cîtorva probleme importante: estimarea adevăratei valori a unei mărimi și a preciziei măsurărilor; corelarea optimă a numărului de măsurări cu precizia aparatelor, în scopul stabilirii valorii măsurate cu precizia impusă; compararea preciziei unor instrumente, sau analiza semnificației diferenței dintre două grupe de măsurări; alegerea formulelor empirice și estimarea parametrilor acestora ș.a. Astfel de probleme intervin întotdeauna într-o cercetare experimentală, în faza inițială, de organizare a cercetării, precum și în faza finală, de analiză a rezultatelor obținute.

Scanned with OKEN Scanner

Un ansamblu de date experimentale, obținute prin repetarea operației de măsurare a unei mărimi fizice cu menținerea neschimbată a factorilor controlabili care influențează măsurarea, poate fi reprezentat ca în figura 16.1, *a*. O astfel de reprezentare se dovedește uneori utilă, pentru evidențierea situațiilor în care unul dintre factorii care acționează ca mărime de intrare a ieșit de sub control. Astfel, în exemplul din figura 16.1, *b*, variația tipic aleatoare a valorii măsurate apare suprapusă peste o variație continuă în timp.

Pentru analiza statistică a rezultatelor măsurării, se procedează însă, de cele mai multe ori, la împărțirea domeniului de variație a valorilor obținute într-un număr de intervale egale, înregistrîndu-se numărul de rezultate care se înscriu în fiecare interval (*frecvența citirilor* din fiecare interval). Numărul de rezultate cuprins în fiecare interval se raportează eventual la numărul total de rezultate, obținîndu-se *frecvența relativă* a citirilor.

Într-un sistem de axe, în care se reprezintă pe axa absciselor intervalele de valori, iar pe axa ordonatelor frecvența rezultatelor, raportată la mărimea unui interval, rezultatele măsurărilor vor apărea sub forma de dreptunghiuri; aria unui dreptunghi este proporțională cu frecvența rezultatelor (fig. 16.2). Reprezentarea obținută, numită *histogramă*, este utilă, întrucît prezintă repartiția valorilor măsurate precum și frecvența corespunzătoare.

Mărind suficient de mult numărul de citiri, se constată că frecvența relativă se apropie treptat de o constantă caracteristică fiecărui interval (x_1, x_2), care reprezintă *probabilitatea* ca mărimea măsurată să ia valori x în acest interval *. Această probabilitate se notează $P(x_1 < x < x_2)$ sau $P(x \in (x_1, x_2))$.

Dacă rezultatul aleatoriu al măsurării devine o variabilă continuă, exprimată printr-un număr infinit de cifre, se pot alege intervale de variație oricît de mici, cărora le corespund probabilități finite. Treptele histogramei din figura 16.2 dispar astfel la limită, rezultînd o curbă lină care reprezintă *repartiția (distribuția) probabilității* (fig. 16.3); pentru descrierea repartiției probabilității se definește *densitatea de probabilitate* $f(x)$, care satisface condițiile

$$f(x) \geqslant 0; \quad \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\,dx = 1.$$

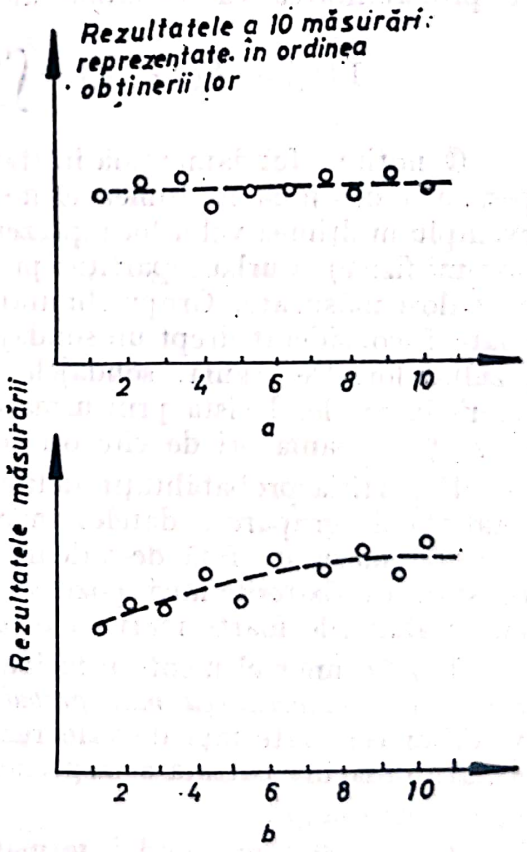


Fig. 16.1

* În mod obișnuit, prin probabilitate se înțelege raportul dintre numărul cazurilor *favorabile* producerii unui eveniment și numărul cazurilor *posibile*, atunci cînd cazurile sînt considerate ca avînd posibilități egale de reproducere.

Scanned with OKEN Scanner

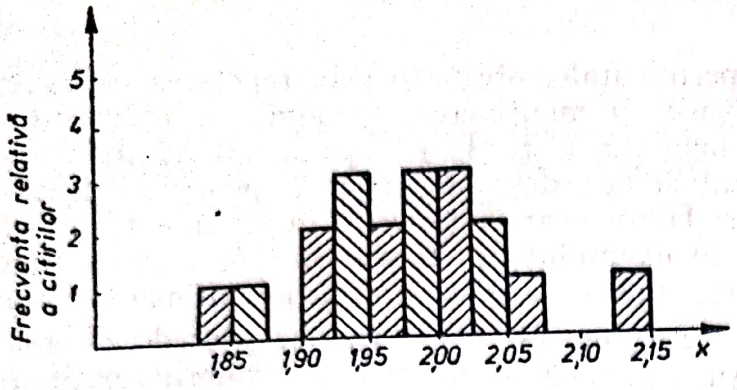


Fig. 16.2

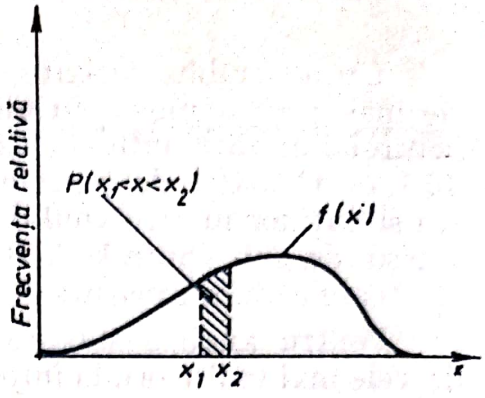


Fig. 16.3

Probabilitatea corespunzătoare intervalului (x_1, x_2) se exprimă prin integrala

$$P(x_1 < x < x_2) = \int_{x_1}^{x_2} f(x)\,dx. \tag{16.1}$$

De asemenea, se definește *funcția de repartiție* $F(x)$, egală în orice punct x_1 cu probabilitatea ca variabila aleatoare x să ia valori mai mici decît x_1:

$$F(x_1) = P(x < x_1) = \int_{-\infty}^{x_1} f(x)\,dx, \quad -\infty < x < +\infty. \tag{16.1'}$$

O noțiune fundamentală în statistica matematică este aceea de *populație*, pentru a desemna mulțimea elementelor avînd o caracteristică comună (de exemplu mulțimea valorilor reprezentînd rezultatele posibile ale măsurării unei mărimi fizice). Curba repartiției probabilității corespunde astfel unei populații de valori măsurate. Grupul limitat de valori obținute efectiv prin măsurare poate fi considerat drept un sondaj (selecție) aleatoriu din populația valorilor rezultatelor. De regulă, sondajele obținute succesiv din aceeași populație diferă între ele. Există prin urmare o variație a sondajului, de care trebuie să se țină seama ori de cîte ori concluziile se bazează pe sondaje.

Repartiția probabilității, definită pe baza măsurărilor, prezintă în general tendința de grupare a datelor în centrul curbei. Calculînd mărimea abaterii valorilor măsurate față de valoarea la care apare probabilitatea maximă se constată că abaterile mici, pozitive sau negative, sînt mai frecvente decît cele mari; abaterile foarte mari au o probabilitate redusă.

Poziția unor elemente principale ale repartiției se poate preciza astfel în raport cu *valoarea cea mai probabilă* μ. Pentru caracterizarea împrăștierii valorilor cercetate față de valoarea cea mai probabilă, se definește *dispersia* σ^2, sau rădăcina pătrată a dispersiei, numită *abatere medie pătratică* (abaterea standard) $\sigma \equiv \sqrt{\sigma^2}$.

Considerînd un sondaj format din n valori $x_1, x_2, \ldots, x_n$, dacă $\bar{x}$ este media lor aritmetică

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i, \tag{16.2}$$

Scanned with OKEN Scanner

se definește *dispersia de sondaj* prin relația

$$s^2 = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2. \tag{16.3}$$

Un sondaj aleatoriu, constituit din n valori măsurate, permite evaluarea numai aproximativă a parametrilor populației înrudite. Dispersia de sondaj s^2 și abaterea medie pătratică de sondaj s se deosebesc de adevăratele valori corespunzătoare populației, σ^2 și respectiv σ, pe care numai le aproximează. În mod similar, valoarea medie $\bar{x}$ reprezintă o aproximată a adevăratei valori μ.

Studiul statistic general al procesului de sondaj permite evaluarea gradului de incertitudine cu care pot fi stabiliți parametrii populației din care provine sondajul. În acest sens se precizează niște valori limită, numite *limite de încredere*, între care se plasează, cu o probabilitate prestabilită, adevărata valoare a parametrului necunoscut. Gama valorilor care include, cu o probabilitate apreciată ca satisfăcătoare, adevărata valoare necunoscută, se numește *interval de încredere*; probabilitatea corespunzătoare reprezintă *nivelul de încredere*. De exemplu, dacă în 95% din cazuri, valoarea cea mai probabilă μ este cuprinsă în intervalul (9,15; 10,95), acesta este intervalul de încredere, cu un nivel de încredere de 95%.

16.2. LEGI DE REPARTIȚIE A PROBABILITĂȚII

În teoria probabilității se definesc numeroase legi de repartiție a probabilității, pentru variabile aleatoare *continue* sau *discrete*. În cele ce urmează se prezintă cîteva dintre cele mai importante repartiții.

Repartiția normală. O variabilă aleatoare continuă x este repartizată normal de parametri μ și σ, dacă densitatea de probabilitate este definită de relația

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2/2\sigma^2}, \tag{16.4}$$

unde μ este media aritmetică a lui x în întreaga populație, iar σ — abaterea medie pătratică; $x - \mu$ reprezintă abaterea variabilei x față de valoarea medie și se notează cu ε. Valoarea medie aritmetică μ este valoarea cea mai probabilă: în $x = \mu$ funcția admite un maxim $f(\mu) = 1/\sigma\sqrt{2\pi}$. Reprezentarea grafică a funcției prezintă simetrie față de paralela dusă prin punctul de abscisă μ la axa ordonatelor.

Relația (16.4) capătă o formă simplificată prin transformarea

$$t = \frac{x - \mu}{\sigma} = \frac{\varepsilon}{\sigma}, \tag{16.5}$$

devenind

$$f(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2}. \tag{16.6}$$

Această funcție care definește repartiția *normală redusă* este reprezentată în figura 16.4. Curba normală redusă este simetrică față de axa ordonatelor. Aria totală cuprinsă între curba repartiției normale și axa t, definind probabilitatea ca variabila t să ia valori între $-\infty$ și $+\infty$, este egală cu 1.

Scanned with OKEN Scanner

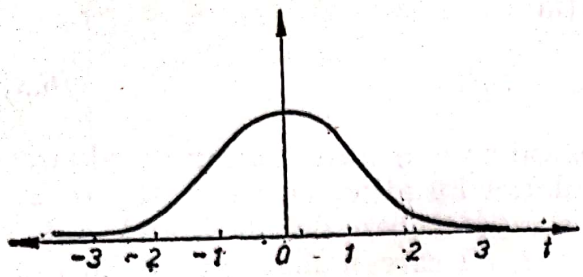


Fig. 16.4

Probabilitatea corespunzătoare intervalului simetric $(-t_1, t_1)$ este (fig. 16.5, *a*),

$$P(-t_1 < t < t_1) = P(|t| < t_1) = 2\Phi(t_1), \tag{16.7}$$

unde

$$\Phi(t_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{t_1} e^{-t^2/2}\, dt. \tag{16.8}$$

Valorile funcției integrale $\Phi(t)$ sînt date în anexa 1, pentru valorile pozitive ale argumentului t. Pentru valorile negative, se aplică proprietatea

$$\Phi(-t) = -\Phi(t). \tag{16.9}$$

Probabilitatea ca variabila aleatoare t să fie cuprinsă într-un interval oarecare t_1, t_2 (fig. 16.5, *b*) se poate calcula cu relația

$$P(t_1 < t < t_2) = \Phi(t_2) - \Phi(t_1). \tag{16.10}$$

În sfîrșit, probabilitatea ca valorile să se afle în afara intervalului $(-t_1, t_1)$ este

$$P(|t| > t_1) = 1 - 2\Phi(t_1). \tag{16.11}$$

Anexa 1 cuprinde și valorile probabilității $P(|t| > t_1)$. Se observă că pentru valori mari ale argumentului t, sau ale abaterii $\varepsilon = x - \bar{x} = t\sigma$, probabilitatea $P(|t| > t_1)$ ia valori foarte mici:

$$P(|t| > 2) = P(|\varepsilon| > 2\sigma) = 1 - 2\Phi(2) = 0{,}0456$$

$$P(|t| > 3) = P(|\varepsilon| > 3\sigma) = 1 - 2\Phi(3) = 0{,}0027$$

$$P(|t| > 4) = P(|\varepsilon| > 4\sigma) = 1 - 2\Phi(4) = 6 \cdot 10^{-5}.$$

$$P(|t| > 5) = P(|\varepsilon| > 5\sigma) = 1 - 2\Phi(5) = 6 \cdot 10^{-7}.$$

În mod practic, se admite în general că $P(|\varepsilon| > 3\sigma)$ este suficient de mică pentru ca prezența unor abateri ε mai mari decît 3σ să poată fi considerată exclusă *(regula celor trei sigma)*. Prin urmare, se acceptă că variabila aleatoare considerată ia valori numai în intervalul $\pm 3\sigma$.

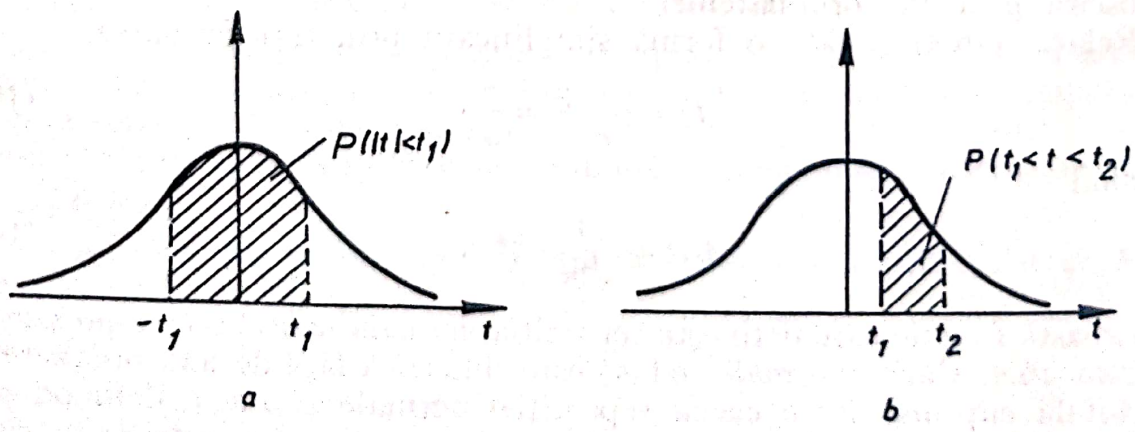


Fig. 16.5

Parametrii μ și σ^2 ai populației normal repartizate pot fi estimați cu ajutorul unui sondaj de n valori, calculînd media aritmetică $\bar{x}$ corespunzătoare cu relația (16.2) și dispersia cu relația

$$s^2 = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2. \qquad (16.12)$$

Relația (16.12), în care apare numitorul $n-1$, este preferată pentru eșantioane mici ($n<30$) față de relația generală (16.3), întrucît asigură o estimare mai bună a dispersiei populației înrudite.

Statistica matematică permite să se evalueze și precizia cu care parametrii sondajului $\bar{x}$ și s^2, aproximează parametrii populației repartizate normal, μ și σ^2.

În baza unei teoreme, media aritmetică de sondaj $\bar{x}$ este repartizată normal, cu media μ și dispersia σ^2/n. Se poate evalua astfel un interval de încredere în care se înscrie adevărata valoare μ a mediei aritmetice a populației.

Repartiția normală are o importanță cu totul deosebită, întrucît ea aproximează în mod satisfăcător rezultatele aleatoare ale celor mai multe dintre măsurări. Dealtfel, repartiția normală a fost descoperită de Gauss și Laplace tocmai ca urmare a studiilor asupra repartiției erorilor.

Repartiția Student*. O variabilă aleatoare continuă t este repartizată Student, cu n grade de libertate, dacă densitatea de probabilitate este dată de

$$f(t) = C'\left(1 + \frac{t^2}{n}\right)^{-(n+1)/2}, \qquad (16.13)$$

unde C' este o constantă de normalizare care depinde de n. Reprezentarea grafică a funcției $f(t)$ se aseamănă cu a repartiției normale prin simetria față de axa ordonatelor și apropierea asimptotică de axa absciselor (fig. 16.6).

În legătură cu repartiția Student sînt de făcut două constatări, de un deosebit interes practic:

a) Se consideră un sondaj format din variabilele aleatoare independente $x_1, x_2, \ldots, x_n$, repartizate normal de parametri μ și σ, precum și variabilele aleatoare definite pe baza sondajului,

$$\bar{x} = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i \quad \text{și} \quad s^2 = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2.$$

Variabila aleatoare

$$t = \frac{(\bar{x} - \mu)\sqrt{n}}{s} \qquad (16.14)$$

este repartizată Student, cu $n-1$ grade de libertate. Drept urmare, prin integrarea unei funcții Student se poate stabili valoarea variabilei t corespunzătoare unei probabilități impuse. Relația (16.14) permite în continuare stabilirea abaterii $\bar{x} - \mu$ (intervalul de încre-

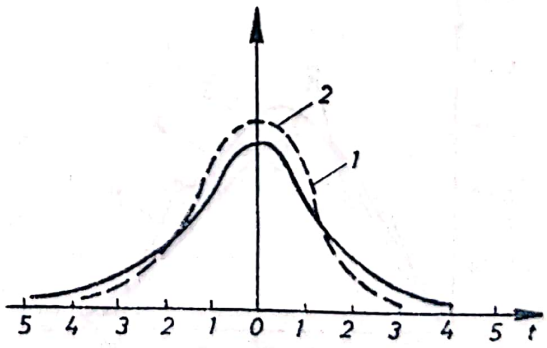


Fig. 16.6
1 — repartiție Student; *2* — repartiție normală.

* Pseudonimul matematicianului Gosset.

dere), pentru sondajul dat, fără să se cunoască adevărata valoare a dispersiei σ^2.

b) Se consideră două sondaje, formate din variabilele aleatoare independente, $x_{A1}, x_{A2}, \ldots, x_{An_A}$ și $x_{B1}, x_{B2}, \ldots, x_{Bn_B}$, care sînt repartizate normal, cu aceeași medie și aceeași dispersie, precum și variabilele aleatoare

$$\bar{x}_A = \frac{1}{n_A}\sum_{i=1}^{n_A} x_{Ai}, \qquad \bar{x}_B = \frac{1}{n_B}\sum_{i=1}^{n_B} x_{Bi},$$

$$s_A^2 = \frac{1}{n_A - 1}\sum_{i=1}^{n_A}(x_{Ai} - \bar{x}_A)^2, \qquad s_B^2 = \frac{1}{n_B - 1}\sum_{i=1}^{n_B}(x_{Bi} - \bar{x}_B)^2,$$

$$s^2 = \frac{(n_A - 1)\, s_A^2 + (n_B - 1)\, s_B^2}{n_A + n_B - 2}. \tag{16.15}$$

Variabila aleatoare

$$t = \frac{\bar{x}_A - \bar{x}_B}{s\sqrt{1/n_A - 1/n_B}} \tag{16.16}$$

este repartizată Student cu $n_A + n_B - 2$ grade de libertate. Plecînd de la această concluzie, se poate dezvolta o metodă pentru compararea mediilor a două sondaje. Prin integrarea funcției Student pentru $n_A + n_B - 2$ grade de libertate, se poate stabili o valoare limită a variabilei t la care se asigură o probabilitate impusă. Dacă această valoare este mai mică decît aceea rezultată din aplicarea relației (16.16) este de presupus că condiția inițială presupusă nu este satisfăcută: cele două sondaje nu aparțin unei repartiții comune, cu aceeași medie.

Repartiția Weibull. O variabilă aleatoare continuă x este repartizată Weibull, dacă densitatea de probabilitate este dată de

$$f(x) = \frac{a}{K}\left(\frac{x}{K}\right)^{a-1} \exp\left[-\left(\frac{x}{K}\right)^a\right], \tag{16.17}$$

în care K și a sînt parametrii distribuției, care se definesc în funcție de valoarea medie $\bar{x}$ și abaterea medie pătratică s prin relațiile

$$\bar{x} = Kb_a \quad \text{și} \quad s = Kc_a, \tag{16.18}$$

unde

$$b_a = \Gamma\left(1 + \frac{1}{a}\right) \quad \text{și} \quad c_a = \sqrt{\Gamma\left(1 + \frac{2}{a}\right) - b_a^2}, \tag{16.19}$$

iar Γ este funcția gamma a lui Euler. Parametrul a și coeficienții b_a și c_a se obțin din tabele, cunoscînd pe $\bar{x}$ și s.

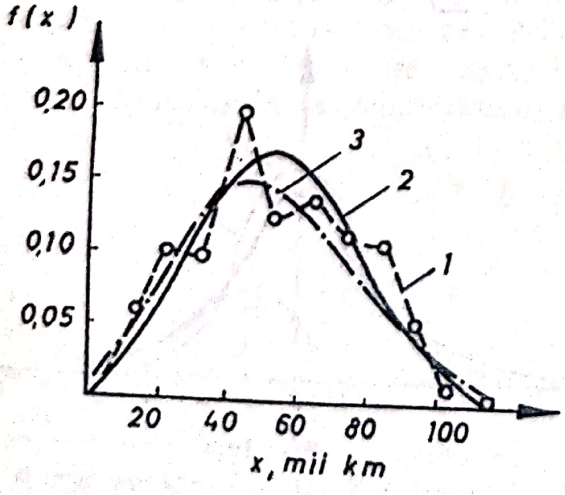


Fig. 16.7
1 – repartiție experimentală (pe poligon); *2* – repartiție normală; *3* – repartiție Weibull.

Cercetările au dovedit că repartiția Weibull permite o mai bună modelare matematică a anumitor distribuții reale, cum sînt cele care rezultă la încercarea durabilității unor organe solicitate în condiții de oboseală. Ca exemplu, în figura 16.7 se prezintă curba densității de probabilitate obținută la încercarea duratei de funcționare a unor motoare de autocamion pînă la prima defecțiune, comparată cu curbele corespunzătoare repartițiilor teoretice normală și Weibull [2].

Scanned with OKEN Scanner

Repartiția multinomială. Repartiția χ^2. Se consideră o populație formată din mai multe categorii, în proporțiile $p_1, p_2, p_3, \ldots$, fiecare fiind deosebită printr-o proprietate specifică $A_1, A_2, A_3 \ldots$

Pentru un sondaj format din n elemente, probabilitatea ca n_1 elemente să aibă proprietatea A_1, n_2 proprietatea $A_2, \ldots$, este exprimată de repartiția multinomială

$$P(n_1, \ldots, n_n, p_1, \ldots, p_n) = \frac{n!}{n_1!\, n_2!\, n_3! \ldots} p_1^{n_1} p_2^{n_2} p_3^{n_3} \ldots \qquad (16.20)$$

unde $\sum_1^n n_i = n$.

Se constată că relația (16.20) este aplicabilă dacă numărul de elemente din fiecare categorie, $n_1, n_2, n_3 \ldots$ este suficient de mare. În general, se consideră că în fiecare categorie trebuie să fie minimum 20 elemente.

Probabilitatea ca într-un sondaj să apară seturile de valori $n_1, n_2, n_3, \ldots$ pentru toți n_i suficient de mari $\left(\sum_1^k n_i = n\right)$ este aproximată de o funcție de variabila χ^2 definită de relația *

$$\chi^2 = \frac{(n_1 - np_1)^2}{np_1} + \frac{(n_2 - np_2)^2}{np_2} + \ldots \qquad (16.21)$$

unde $p_1, p_2, p_3, \ldots$ sînt fracțiuni de populație cu anumite proprietăți; $n_1, n_2, n_3 \ldots$, — numărul efectiv al elementelor din fiecare categorie care compune sondajul; $np_1, np_2, np_3, \ldots$, — numărul ideal de elemente din fiecare set. Probabilitatea este exprimată de relația

$$P(n_1, n_2, n_3, \ldots, p_1, \ldots, p_n) \approx K\, e^{-\chi^2/2}, \qquad (16.22)$$

unde K este o constantă a cărei valoare asigură, pentru toate ansamblurile posibile de valori $n_1, n_2, \ldots, (\Sigma n_i = n)$, o probabilitate totală egală cu unitatea.

Repartiția Poisson (repartiția evenimentelor rare). O variabilă aleatoare discretă x urmează o repartiție Poisson, de parametru λ, $\lambda > 0$, dacă probabilitatea de a lua o anumită valoare n este

$$P(x = n) = \frac{\lambda^n}{n!} e^{-\lambda}, \quad n = 0, 1, \ldots \qquad (16.23)$$

unde λ reprezintă dispersia repartiției, $\sigma^2 = \lambda$.

O astfel de repartiție se stabilește în realitate atunci cînd există un număr foarte mare de evenimente independente posibile N, care intervin în intervale sau zone stabilite, probabilitatea fiecărui eveniment p fiind foarte mică, astfel ca $Np = \lambda = \text{const}$. Intervalele sau zonele considerate se referă la timp, lungime, arie, volum etc. Probabilitatea Poisson se aplică de exemplu pentru calculul dezintegrării a N atomi radioactivi, defectarea a N instrumente

---

* În teoria probabilității se demonstrează că variabila definită de relația (16.18) este repartizată χ^2 pentru $n \to \infty$.

Scanned with OKEN Scanner

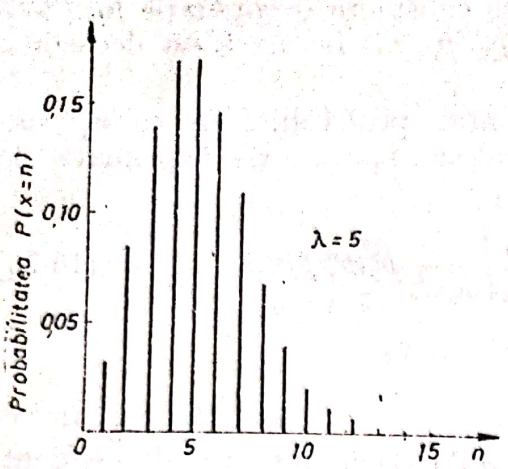


Fig 16.8

etc. În figura 16.8 este reprezentată repartiția Poisson pentru cazul $\lambda = 5$. Atunci cînd λ este subunitar, maximul repartiției apare pentru $n = 0$.

Pe baza repartiției Poisson (16.23) se stabilește și numărul efectiv de intervale sau zone în care se înregistrează n evenimente,

$$E(n) = T\frac{\lambda^n}{n!}e^{-\lambda}, \qquad (16.24)$$

pentru un număr total T de intervale sau zone.

16.3. PROBLEME DE PRELUCRARE STATISTICĂ A DATELOR EXPERIMENTALE

16.3.1. Verificarea ipotezelor statistice

Principii generale de verificare a ipotezelor statistice. Experiențele sînt organizate adeseori cu scopul de a verifica o ipoteză. Spre exemplu, se formulează ipoteza că parametrul Q este egal cu Q_0, sau că modificarea adusă unui motor cu ardere internă nu are efect asupra consumului specific efectiv de combustibil. Pe baza datelor experimentale trebuie să se decidă dacă ipoteza este valabilă sau este falsă.

Rezultatele experimentale prezintă însă întotdeauna o variație mai mare sau mai redusă, care poate face obiectul unor interpretări opuse:

1) Variațiile înregistrate sînt de natură strict aleatoare, fiind determinate numai de factori întîmplători, necontrolabili. În primul exemplu considerat, se poate face aprecierea că diferitele valori măsurate pentru parametrul Q aparțin populației reprezentate normal, cu media $\mu = Q_0$, ceea ce revine la acceptarea ipotezei $Q = Q_0$. În mod corespunzător, la celălalt exemplu se poate constata că diferențele înregistrate între motorul modificat și motorul nemodificat, de referință, sînt nesemnificative, de natură aleatoare, ceea ce confirmă ipoteza.

2) Variațiile sînt semnificative. În consecință, alte ipoteze devin posibile: a) Q nu este egal cu Q_0 (de fapt $Q = Q_1$), iar modificarea adusă motorului conduce la un consum specific efectiv de combustibil diferit (mai mare sau mai mic); b) diferența constatată se datorește în realitate acțiunii unor factori exteriori, de natură obiectivă sau subiectivă, care au scăpat controlului în cursul măsurării etc.

Ipoteza de verificat, după care rezultatele prezintă o diferență aleatoare, nesemnificativă, poartă numele de *ipoteza diferenței nule*, pentru a o distinge de celelalte ipoteze posibile, numite *ipoteze alternative*.

Scanned with OKEN Scanner

Analiza rezultatelor unei experienţe se poate reduce astfel la problema de decizie dacă ipoteza diferenţei nule, notată I_0, sau o ipoteză alternativă, notată I_1, oferă explicaţia cea mai bună a observaţiilor experimentale făcute. O astfel de decizie se poate adopta numai pe baza unor condiţii, a unui criteriu, în raport cu care să se analizeze rezultatele. Criteriul ideal trebuie să asigure probabilitatea 100% de acceptare a ipotezei propuse atunci cînd ipoteza este adevărată, şi probabilitatea 0% cînd ipoteza este falsă. Un criteriu ideal nu poate fi însă obţinut.

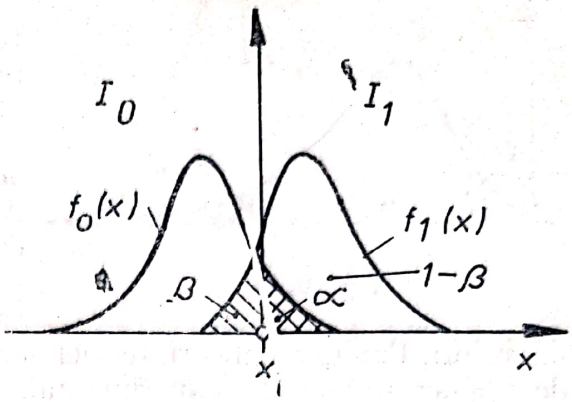


Fig. 16.9

Dacă se consideră că ipotezei I_0 îi corespunde densitatea de probabilitate $f_0(x)$ a variabilei aleatoare pe care o reprezintă mărimea măsurată, iar ipotezei I_1 densitatea de probabilitate $f_1(x)$, se poate accepta drept criteriu de verificare o valoare x_l, care separă domeniul valorilor posibile ale variabilei x în două zone (fig. 16.9): zona $x < x_l$, pentru care ipoteza I_0 este verificată, şi zona $x > x_l$, în care ipoteza I_0 trebuie respinsă, în favoarea unei ipoteze alternative I_1.

Un astfel de criteriu nu exclude în realitate, posibilitatea unor concluzii greşite. Există posibilitatea ca ipoteza diferenţei nule I_0 să fie adevărată, şi prin aplicarea criteriului să fie respinsă; eroarea care se comite în acest caz se denumeşte de *genul întîi*. Probabilitatea erorii de genul întîi, potrivit criteriului acceptat, este

$$\alpha = \int_{x_l}^{\infty} f_0(x)\,dx. \tag{16.25}$$

Eroarea opusă, de acceptare a ipotezei I_0, atunci cînd ea este în realitate falsă, este de asemenea posibilă. În acest caz se comite eroarea numită de *genul al doilea*, probabilitatea acestei erori fiind

$$\beta = \int_{-\infty}^{x_l} f_1(x)\,dx. \tag{16.26}$$

Probabilitatea $1 - \beta$ de respingere a ipotezei I_1, cînd ea este în realitate falsă, se numeşte *puterea testului* (*criteriului statistic*). Pe figura 16.9 se observă că reducerea probabilităţii α a erorii de genul întîi antrenează creşterea probabilităţii β a erorii de genul al doilea şi scăderea corespunzătoare a puterii criteriului statistic. Se pune astfel problema optimizării criteriului de verificare, prin minimizarea combinaţiei probabilităţilor α şi β. Decizia asupra ipotezei care se verifică, adevărată sau falsă, păstrează în orice caz un risc, acceptat.

Determinarea criteriului de evaluare a ipotezelor statistice în problemele de prelucrare a datelor experimentale. Definirea unui criteriu de verificare a ipotezelor statistice pe baza principiului enunţat nu reprezintă o operaţie simplă, cu atît mai mult cu cît funcţia $f(x)$ nu este în general cunoscută. De aceea, în problemele de prelucrare a datelor experimentale, este uzual un alt procedeu de definire a criteriului de verificare.

Scanned with OKEN Scanner

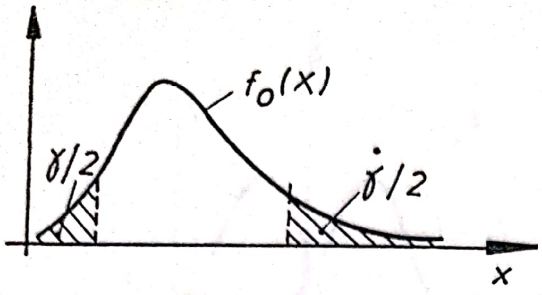


Fig. 16.10

Considerînd densitatea probabilității $f_0(x)$ corespunzătoare ipotezei diferenței nule I_0, se observă că există o mică probabilitate ca mărimea aleatoare x să ia valori extreme, la cozile (sau la coada) funcției $f_0(x)$, (fig. 16.10). Această împrejurare poate avea principial două explicații: 1) ipoteza I_0 nu este adevărată; 2) este puțin probabil ca rezultatele măsurărilor să aibă astfel de valori. Practica aplicării teoriei verificării ipotezelor statistice în problemele de prelucrare a datelor experimentale a arătat că în aceste situații este indicat să se aleagă prima posibilitate, adică să se respingă ipoteza I_0. În cazul contrar, cînd valoarea măsurată x este suficient de depărtată de cozile curbei de repartiție $f_0(x)$, ipoteza I_0 poate fi acceptată.

Intervalele plasate la extremitățile (extremitatea) curbei de repartiție $f_0(x)$ poartă numele de *regiuni de respingere* sau *critice*. Acceptînd în continuare că ipoteza I_0 trebuie respinsă dacă valoarea măsurată x se înscrie în regiunea critică, problema definirii criteriului de verificare revine la stabilirea regiunii critice.

Pentru o funcție dată $f_0(x)$, regiunea critică poate fi caracterizată prin probabilitatea corespunzătoare γ, numită *nivel (prag) de semnificație*. În ipoteza că regiunea critică este plasată la ambele extremități ale curbei de repartiție, astfel ca să se realizeze probabilitățile egale $\gamma/2$, relația de definiție a valorilor limită x_{l_1}, x_{l_2} este

$$\int_{-\infty}^{x_{l_1}} f_0(x)\,dx = \int_{x_{l_2}}^{\infty} f_0(x)\,dx = \frac{\gamma}{2}, \tag{16.27}$$

iar condiția de verificare a ipotezei I_0:

$$x_{l_1} < x < x_{l_2}. \tag{16.28}$$

Pragul γ de semnificație a testului coincide cu probabilitatea α de respingere a ipotezei verificate I_0, atunci cînd este corectă în realitate (eroarea de genul întîi).

Pentru ilustrarea modului în care se aplică acest procedeu, se revine la problema enunțată, a verificării ipotezei $Q = Q_0$. Se face ipoteza că pe baza a n valori măsurate s-a calculat valoarea medie de sondaj $\bar{x}_n$ care este repartizată normal*, de medie μ (media populației infinite) și dispersie σ^2/n (abaterea medie pătratică $\sigma/\sqrt{n}$). Prin urmare, media de sondaj $\bar{x}_n$ rezultată are în general valori apropiate de μ, care reprezintă adevărata valoare a mărimii. Identificînd pe μ cu Q_0, ipoteza se consideră verificată dacă $\bar{x}_n$ este suficient de apropiat de Q_0; în cazul contrar, ipoteza se respinge.

Pentru repartiția normală a mediei de sondaj $\bar{x}_n$, regiunea critică poate fi distribuită simetric, corespunzător unui nivel de semnificație de exemplu de 5% (fig. 16.11); valorile limită sînt în acest caz de $1{,}96\,\sigma/\sqrt{n}$ ($1{,}96 \times$ abaterea medie pătratică). Dacă $\bar{x}_n$ se va plasa între aceste valori limită, ipoteza este verificată.

---

* În baza teoremei enunțate anterior, pentru selecțiile provenind din populații repartizate normal (v. § 16.2).

Scanned with OKEN Scanner

Admițînd că ipoteza este adevărată și operația de extragere a sondajelor de date s-ar repeta de multe ori, pentru circa 95% din cazuri $\bar{x}_n$ s-ar afla într-adevăr în interiorul acestor limite; în 95% din cazuri, concluzia ar fi deci corectă.

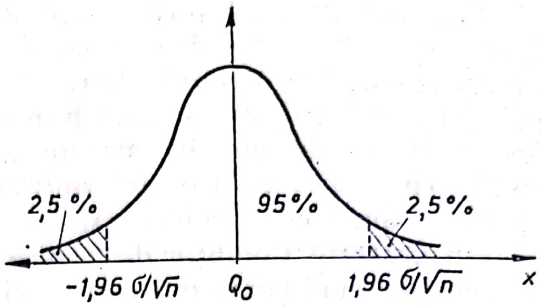


Fig. 16.11

Totuși, pentru circa 5% din cazuri, $\bar{x}_n$ se va afla în afara limitelor, cu toate că aparține populației de medie Q_0, și concluzia testului va fi falsă. Există prin urmare un risc $\alpha = 5\%$ de a elimina în mod greșit ipoteza nulă.

În cel de-al doilea exemplu, verificarea ipotezei asupra menținerii neschimbate a consumului de combustibil se poate face prin încercarea mai multor exemplare de motoare modificate și a unor motoare de referință, nemodificate. Într-un caz ipotetic se presupune că din cinci motoare modificate încercate, patru prezintă un consum de combustibil îmbunătățit. Se mai poate susține în acest caz că ipoteza nulă este corectă?

Dacă ipoteza diferenței nule ar fi corectă și rezultatele obținute variază în principiu aleatoriu, se observă că pentru cinci perechi de motoare încercate (modificate și de referință) sînt posibile 32 cazuri, conform tabelului 16.1.

Tabelul 16.1

Rezultate posibile ale unei experiențe cu 5 perechi

Tipul de variantă \ Perechea (modificat + nemodificat)	1	2	3	4	5	Număr de variante posibile
5 + (0−)	+	+	+	+	+	1
4+(1−)	− + ⋮	+ − ⋮	+ + ⋮	+ + ⋮	+ + ⋮	5
3+(2−)	− + ⋮	− − ⋮	+ − ⋮	+ + ⋮	+ + ⋮	10
2+(3−)	− + ⋮	− − ⋮	− − ⋮	+ − ⋮	+ + ⋮	10
1+(4−)	− − ⋮	− − ⋮	− − ⋮	− + ⋮	+ − ⋮	5
0+(5−)	−	−	−	−	−	1

Observație. Semnul plus corespunde cazului cînd motorul modificat are un consum de combustibil mai mic decît motorul pereche, nemodificat; semnul minus corespunde cazului invers.

Scanned with OKEN Scanner

Prin urmare cazul în care minimum patru motoare modificate ar avea un consum specific efectiv de combustibil mai bun, numai prin variația aleatoare a rezultatelor, are o probabilitate de $6/32 = 18{,}7\%$. Tot o probabilitate de 18,7% are și cazul invers, cînd minimum patru motoare modificate prezintă consumuri specifice efective mai mari, rezultate din variația aleatoare a rezultatelor. În total, există o probabilitate de 37,4% ca cel puțin patru motoare modificate din cele cinci încercate să aibă consumuri diferite, din considerente de ordin aleatoriu. Condiției de verificare a ipotezei diferenței nule, ca maximum trei motoare modificate din cele cinci încercate să aibă consumuri diferite, îi corespunde în consecință un nivel de semnificație de 37,4%. Dacă pentru respingerea ipotezei diferenței nule se impune condiția ca toate cele cinci motoare încercate să prezinte consumuri diferite de combustibil (mai mari sau mai mici), pragul de semnificație γ al criteriului devine $2/32 = 6{,}20\%$.

Alegerea nivelului de semnificație al criteriului. Probabilitățile erorilor de genul întîi și al doilea au, după cum a rezultat mai sus, un caracter în bună parte antagonist. Impunînd unei experiențe de dimensiuni date condiții de evidență tot mai severe, se micșorează riscul α, dar se mărește totodată probabilitatea β a erorii de genul al doilea. La o valoare foarte mică a pragului de semnificație γ, se poate ajunge la o valoare atît de mare a lui β, încît posibilitatea de a respinge o ipoteză, atunci cînd ea este în realitate falsă, să fie practic exclusă. În consecință, alegerea nivelului de semnificație al criteriului trebuie să realizeze un compromis favorabil între probabilitățile de respingere a ipotezei corecte și false.

Unele recomandări cu privire la alegerea nivelului de semnificație al criteriului se pot da, pe baza rezultatelor practice ale aplicării teoriei verificării ipotezelor statistice [6]: a) dacă ipoteza de verificat se poate adopta cu un nivel de semnificație de cel puțin 5%, ipoteza trebuie considerată conformă cu datele experimentale; b) dacă ipoteza de verificat se poate adopta cu un nivel de semnificație al criteriului cuprins între 1% și 5%, este posibil fie să se admită riscul de acceptare a ipotezei, fie să se suspecteze ipoteza, în care caz trebuie efectuat încă un ciclu de măsurări; c) ipoteza de verificat nu se poate accepta cu un nivel de semnificație al criteriului sub 1%; invers, dacă ipoteza se respinge cu un nivel de semnificație al criteriului de 1% sau chiar mai coborît, trebuie considerat că ipoteza nu corespunde datelor experimentale.

Mai trebuie adăugat că pentru micșorarea concomitentă a celor două riscuri se recomandă mărirea numărului de măsurări. În plus, β se poate adesea micșora prin perfecționarea tehnicii experimentale.

16.3.2. Estimarea adevăratei valori a unei mărimi măsurate

Una dintre problemele obișnuite ale prelucrării statistice a unui grup de date experimentale constă în estimarea adevăratei valori a mărimii măsurate; însăși operația de măsurare repetată a aceleiași mărimi urmărește obținerea unei estimații mai bune a mărimii măsurate.

Întrucît estimațiile variază în precizie este important să se obțină și o indicație asupra apropierii dintre valoarea estimată și adevărata valoare a. Prin urmare, se cere să se determine și un interval de încredere care cuprinde adevărata valoare cu o probabilitate (nivel de încredere) satisfăcătoare.

Scanned with OKEN Scanner

Considerînd un grup de n date experimentale afectate numai de erori aleatoare, reprezentînd un sondaj dintr-o populaţie normal repartizată, se pune deci problema evaluării mediei aritmetice μ a populaţiei înrudite, care coincide cu adevărata valoare căutată a.

Dacă toate cele n măsurători ale mărimii au fost efectuate cu aceeaşi precizie, se consideră că media aritmetică $\bar{x}$ a valorilor sondajului este cea mai bună evaluare a adevăratei valori a mărimii măsurate

$$a \approx \bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i.$$

Intervalul de încredere în care se înscrie a se poate determina pe baza teoremei care precizează abaterea mediei pătratice a mediilor $\bar{x}$ (v. § 16.2). Intervalul de încredere simetric este

$$|a - \bar{x}| < \varepsilon_l,$$

unde ε_l este abaterea limită. Pentru a putea folosi anexa 1, abaterea ε_l se exprimă ca produsul dintre variabila t, definită pentru un nivel de încredere (probabilitate) impus P şi abaterea medie pătratică $\sigma/\sqrt{n}$:

$$|a - \bar{x}| < t(P) \frac{\sigma}{\sqrt{n}}. \tag{16.29}$$

Valoarea t se stabileşte ţinînd seama că

$$2\Phi(t) = P.$$

Riscul ca adevărata valoare a mărimii măsurate să se afle în afara intervalului este de $1 - P$. Se observă că folosirea unui sondaj de n date experimentale în locul unei singure măsurători micşorează intervalul de încredere de $\sqrt{n}$ ori. Pe această bază, media a 25 măsurări este de 5 ori mai precisă decît una singură.

În cazul curent în care toate informaţiile sînt oferite de sondaj (abaterea medie pătratică σ nu este cunoscută), se utilizează estimata sa, abaterea standard de sondaj s. Dacă se ţine seama că variabila t definită de relaţia (16.14) este repartizată Student, intervalul de încredere va fi

$$|a - \bar{x}| < t(P, k) \frac{s}{\sqrt{n}}. \tag{16.30}$$

Valorile variabilei $t(P, k)$ sînt calculate în anexa 2, în funcţie de nivelul de încredere P şi de numărul de grade de libertate $k = n - 1$.

Spre exemplu, se consideră că în cursul a 36 măsurări succesive s-au obţinut rezultatele din tabelul 16.2, avînd media $\bar{x} = 9{,}4211$ şi abaterea medie standard empirică $s = 0{,}09647$. Pentru estimarea adevăratei valori a mărimii măsurate a cu un nivel de încredere $P = 0{,}95$, se foloseşte anexa 2, în care se găseşte $t(0{,}95; 35) = 2{,}030$. În consecinţă, cu un nivel de încredere de 0,95, rezultă că a este cuprins în intervalul (9,34846; 9,45374).

Intervalul de încredere se determină adesea din condiţia ca abaterea adevăratei valori a faţă de media aritmetică $\bar{x}$ să nu depăşească cu de trei

Tabelul 16.2

Valoarea medie, abaterea medie pătratică de sondaj și intervalul de încredere în care se înscrie adevărata valoare, stabilite după rezultatele a 36 măsurări

x_i	$x_i - \bar{x}$	$(x_i - \bar{x})^2$	x_i	$x_i - \bar{x}$	$(x_i - \bar{x})^2$
9,28	−0,141	0,01988	9,40	−0,021	0,00044
9,29	−0,131	0,01716	9,40	−0,021	0,00044
9,31	−0,111	0,01232	9,40	−0,021	0,00044
9,31	−0,111	0,01232	9,42	−0,001	0
9,31	−0,111	0,01232	9,43	0,009	0,00008
9,32	−0,101	0,01020	9,44	0,019	0,00036
9,33	−0,091	0,00828	9,47	0,049	0,00240
9,33	−0,091	0,00828	9,48	0,059	0,00348
9,34	−0,081	0,00656	9,50	0,079	0,00624
9,35	−0,071	0,00504	9,51	0,089	0,00792
9,36	−0,061	0,00372	9,53	0,109	0,01188
9,37	−0,051	0,00260	9,53	0,109	0,01188
9,37	−0,051	0,00260	9,54	0,119	0,01416
9,38	−0,041	0,00168	9,55	0,129	0,01664
9,38	−0,041	0,00168	9,56	0,139	0,01932
9,38	−0,041	0,00168	9,58	0,159	0,02528
9,39	−0,031	0,00096	9,59	0,169	0,02856
9,39	−0,031	0,00096	9,64	0,219	0,04796

Suma $\Sigma x_i = 339,16$ $(x_i - \bar{x})^2 = 0,32572$

$n = 36$

$\bar{x} = 9,4211$

$s = 0,09647$

$$|\bar{x} - a| < t(0,95;35)\frac{0,09647}{\sqrt{36}} = 0,03264$$

$$a = 9,4211 \pm 0,03264$$

ori abaterea medie pătratică a erorii valorii mediei aritmetice (regula trei sigma). Relația (16.29) devine astfel

$$|a - \bar{x}| < 3\sigma/\sqrt{n}, \tag{16.31}$$

căreia îi corespunde un nivel de încredere constant de 0,9973, iar relația (16.30) se transformă în

$$|a - \bar{x}| < 3s/\sqrt{n}. \tag{16.32}$$

Nivelul de încredere care se realizează în ultimul caz este variabil, în funcție de numărul de măsurări efectuate: $P = 0,960$ pentru $n = 5$, $P = 0,985$, pentru $n = 10$ și $P = 0,993$ pentru $n = 20$.

16.3.3. Eliminarea erorilor grosolane

Dacă în cursul unor măsurători repetate se obțin rezultate care sînt mult diferite față de celelalte rezultate este de presupus că s-au strecurat erori grosolane. Întrucît rezultatele disparate au o influență disproporționat de mare asupra valorii medii, se impune ca de îndată ce au fost constatate, să se verifice dacă condițiile de efectuare a măsurărilor sînt corespunzătoare.

Scanned with OKEN Scanner

Atunci cînd această situaţie deosebită nu a fost sesizată în cursul măsurărilor este necesar să se analizeze oportunitatea eliminării datelor disparate în faza de prelucrare statistică a rezultatelor.

Există mai multe metode de eliminare a unor rezultate.

Pe baza criteriului lui Chauvenet, o valoare disparată x_* se elimină dacă probabilitatea care îi corespunde este inferioară unui nivel $P = 1/2\ n$, unde n este numărul de măsurări. Acest test comportă astfel un prag de semnificaţie $\gamma = 1/2\ n$ de a se elimina din selecţie o valoare disparată care aparţine totuşi populaţiei. Valoarea limită cu care se face comparaţia rezultă deci din condiţia

$$1 - 2\Phi(t_l) = 1 - 2\Phi\left(\frac{\tilde{\varepsilon}_l}{\sigma}\right) = \frac{1}{2n}. \tag{16.33}$$

Pentru stabilirea valorii limită t_l se foloseşte anexa 1. De exemplu, într-un şir de 10 citiri o valoare trebuie eliminată dacă abaterea sa faţă de valoarea medie este mai mare decît $\varepsilon_l/\sigma = 1{,}96$. Intervalul definit de abaterile limită $|\varepsilon_l| = 1{,}96\sigma$ corespunde unei probabilităţi de 0,95. Prin urmare existenţa unor abateri mai mari decît $1{,}96\ \sigma$ are o probabilitate de 5%.

După ce a fost eliminată o valoare pe baza criteriului lui Chauvenet, se poate proceda la verificarea oportunităţii eliminării valorii următoare, care prezintă o abatere importantă faţă de medie, printr-o nouă aplicare a criteriului lui Chauvenet, considerînd de această dată $n - 1$ valori în şir ş.a.m.d.

O altă metodă de eliminare constă în compararea valorii disparate x_* cu valoarea medie $\bar{x}$, corespunzătoare celorlalte $n - 1$ valori din şirul de rezultate,

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \ldots + x_{n-1}}{n - 1}.$$

În acest sens, este necesar să se calculeze abaterea medie pătratică de sondaj s, neglijîndu-se valoarea disparată x_* (pentru $n - 1$ valori):

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-2}\sum_{i=1}^{n-1}(x_i - \bar{x})^2}. \tag{16.34}$$

În continuare, se determină raportul

$$t_* = \frac{|x_* - \bar{x}|}{s}, \tag{16.35}$$

care se compară cu valorile critice $t_l(P)$ stabilite în tabele [4] pentru un nivel de încredere P propus. Dacă valoarea t_* depăşeşte valoarea critică t_l, atunci rezultatul x_* poate fi eliminat cu o siguranţă a concluziei de cel puţin P; în cazul contrar, se impune concluzia că nu există motive suficiente de eliminare a valorii x_*.

16.3.4. Stabilirea numărului necesar de măsurări

Mărirea numărului de măsurări asigură în general sporirea preciziei cu care se evaluează adevărata valoare a mărimii măsurate. După cum rezultă din examinarea relaţiei (16.29), aceasta se reflectă fie în reducerea intervalului

Scanned with OKEN Scanner

de încredere $|a - \bar{x}|$, corespunzător nivelului de încredere P impus, fie în sporirea nivelului de încredere cu care se definește intervalul $|a - x|$.

Eficiența măririi numărului de măsurători pentru reducerea intervalului de încredere este în orice caz mai mică decît a sporirii preciziei măsurătorilor individuale (reducerea abaterii medii pătratice σ).

O problemă interesantă care se pune în faza inițială, de organizare a cercetării experimentale, constă în prevederea numărului necesar de măsurări cu un anumit instrument, pentru asigurarea preciziei necesare în evaluarea adevăratei valori a mărimii fizice măsurate. Cunoscînd deci abaterea medie pătratică σ, se caută numărul de măsurători n pentru care se poate stabili un interval de încredere propus $|a - \bar{x}|$ cu un anumit nivel de încredere P. Transformînd convenabil relația (16.29), rezultă

$$n \geq \left[t(P) \frac{\sigma}{|a - \bar{x}|} \right]^2, \tag{16.36}$$

în care $t(P)$ se obține din anexa 1.

În situația în care abaterea medie pătratică σ este necunoscută, se poate utiliza abaterea medie pătratică de sondaj s. Numărul necesar de măsurări n, în funcție de raportul $q = |a - \bar{x}|/s$ și de nivelul de încredere adoptat P este indicat în tabele [4]. De exemplu, pentru a obține un interval de încredere $|a - \bar{x}| = 0{,}1\ s$, cu o probabilitate (nivel de încredere) $P = 0{,}95\%$, sînt necesare 99 măsurători. Întrucît valoarea n obținută pe această cale supraevaluează întrucîtva numărul minim de măsurări, se recomandă să se procedeze în două etape. Mai întîi, se efectuează un număr restrîns de măsurări (de două, trei ori mai puțin decît rezultă din evaluarea inițială) și se determină intervalul de încredere corespunzător. Apoi se stabilește gradul necesar λ de reducere a intervalului de încredere; în acest sens trebuie mărit numărul de măsurări de λ^2 ori.

Mărirea numărului de măsurări, ca metodă de creștere a preciziei, prezintă limitări de ordin practic.

O primă limită pare evidentă. Întrucît mărimea intervalului de încredere variază cu $\sqrt{n}$, numărul măsurărilor trebuie crescut de 10 000 ori pentru ridicarea preciziei cu un factor de 100, și de 1 milion de ori pentru un factor de 1 000. Probabil că în mod practic această cale de sporire a preciziei poate fi acceptată la un factor de ordinul 10.

Mai trebuie avut în vedere că repetarea măsurătorilor are o influență pozitivă asupra preciziei numai sub aspectul erorilor aleatoare: totodată se pot obține indicii asupra eventualei prezențe a erorilor grosolane. Prin repetarea măsurărilor nu se reduce însă efectul erorilor sistematice, care stabilesc de fapt o limită de precizie realizabilă.

De aceea, măsurările trebuie repetate în primul rînd pentru a se verifica dacă rezultatele se află cu adevărat sub controlul statistic. În acest sens, sînt necesare adesea zeci sau sute de observații, făcute cu toată grija. Numai dacă în final se constată că au fost satisfăcute condițiile controlului statistic, numărul de măsurări, calculat eventual pe baza metodei prezentate mai sus, poate asigura precizia propusă. Problema sporirii în continuare a preciziei prin repetarea măsurărilor va trebui analizată cu grijă.

Scanned with OKEN Scanner

16.3.5. Evaluarea preciziei măsurărilor

În ipoteza că rezultatele măsurărilor cuprind numai erori aleatoare și sînt normal repartizate, precizia se definește în general prin dispersia σ^2 sau abaterea medie pătratică σ.

Există mai multe situații posibile în care se calculează abaterea medie pătratică σ, sau dispersia σ^2.

Dacă se efectuează un număr oarecare n de măsurări asupra unei mărimi cunoscute (etalon) a, înregistrîndu-se rezultatele $x_1, x_2, \ldots, x_n$, abaterea medie pătratică σ se estimează prin

$$s = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}(x_i - a)^2}. \tag{16.37}$$

În situația obișnuită cînd adevărata valoare a nu este cunoscută, se folosește estimata calculată pe baza mediei aritmetice de sondaj $\bar{x}$,

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2}. \tag{16.38}$$

Pentru sporirea preciziei evaluării, se pot efectua mai multe serii de măsurări cu același instrument. În cazul a m serii de măsurări asupra aceleiași mărimi, se aplică relația

$$s = \sqrt{\frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m} n_i(\bar{x}_i - \bar{x})^2}. \tag{16.39}$$

unde $\bar{x}$ este media aritmetică globală, calculată pe baza mediilor aritmetice a rezultatelor $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \ldots, \bar{x}_m$ în fiecare serie, $\bar{x}_i = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{m} n_i \bar{x}_i$; $n_1, n_2 \ldots n_m$ — numărul de rezultate din fiecare serie; N — numărul total de rezultate, $N = \sum_{i=1}^{m} n_i$.

Un alt caz posibil apare dacă se cunosc dispersiile de selecție corespunzătoare celor m serii de măsurări, $s_1^2, s_2^2, \ldots, s_m^2$, ceea ce permite calculul unei valori medii ponderate

$$\sigma \approx S = \sqrt{\frac{\sum_{1}^{m}(n_i - 1)\, s_i^2}{\sum_{1}^{m}(n_i - 1)}}. \tag{16.40}$$

Dacă există un număr de date experimentale suficient de mare, se poate estima și un interval de încredere, în care se află adevărata valoare σ cu o probabilitate suficient de înaltă, prin aplicarea unei teoreme din teoria statistică a sondajului.

16.3.6. Compararea valorilor medii

Cercetările experimentale au uneori un sens comparativ, avînd scopul de a stabili dacă există diferențe reale, semnificative, între mărimile ce caracterizează două sisteme sau instalații. Concluziile sînt evidente atunci cînd

Scanned with OKEN Scanner

rezultatele măsurărilor sînt mult diferite. Dacă diferențele sînt mici, nu mai este însă posibilă interpretarea directă a rezultatelor; numai prin prelucrarea statistică a rezultatelor se poate decide în acest caz dacă diferențele înregistrate au un caracter aleator sau sînt semnificative.

Necesitatea unor concluzii cu caracter statistic impune efectuarea unor măsurări repetate asupra mărimilor care fac obiectul comparației, ceea ce permite stabilirea unor valori medii pentru cele două categorii analizate, $\bar{x}_A$ și $\bar{x}_B$. Interpretînd fiecare grup de date experimentale ca pe un sondaj aleator normal repartizat, problema propusă revine la verificarea ipotezei diferenței nule (cele două sondaje aparțin unei populații comune). Dacă condiția este îndeplinită, diferențele dintre cele două grupe de date experimentale sînt nesemnificative. Invers, dacă există o probabilitate foarte mică, ca cele două sondaje să aparțină aceleiași populații, diferențele între mărimile caracteristice sistemelor analizate trebuie luate în considerare, nu sînt întîmplătoare (ipoteza alternativă).

Metoda de analiză prezentată în continuare se aplică la două serii de date experimentale, care se presupun normal distribuite și cu dispersii egale.

În cazul obișnuit, cînd nu se cunosc dispersiile σ_A^2 și σ_B^2 pentru cele două serii de rezultate, se poate apela la proprietatea menționată a repartiției Student (v. § 16.2) pentru compararea celor două medii. În acest sens, se calculează raportul

$$t = \frac{|\bar{x}_A - \bar{x}_B|}{s\sqrt{1/n_A + 1/n_B}}, \tag{16.41}$$

unde

$$s = \sqrt{\frac{(n_A - 1)\, s_A^2 + (n_B - 1)\, s_B^2}{(n_A - 1) + (n_B - 1)}}. \tag{16.42}$$

Valoarea obținută se confruntă cu valoarea parametrului $t(P, k)$ obținută din anexa 2 pentru nivelul de încredere P și numărul de grade de libertate $k = n_A + n_B - 2$. Se consideră că mediile $\bar{x}_A$ și $\bar{x}_B$ au, cu probabilitatea P, o diferență semnificativă, dacă valoarea $t_i(P, k)$ este mai mare; diferența trebuie neglijată în cazul invers.

Ca exemplu, se consideră cazul experimentării a două motoare cu ardere internă: motorul A are un consum specific efectiv mediu de combustibil, de 180 g/kWh stabilit prin 15 măsurări efectuate din oră în oră, la un regim constant de funcționare: pentru motorul B s-au efectuat, în aceleași condiții 22 măsurări și s-a obținut un consum specific mediu efectiv de combustibil de 174 g/kWh. Știind de asemenea că în primul caz s-a înregistrat o abatere medie pătratică de sondaj de 7,63 g/kWh, iar în al doilea caz de 9,53 kWh, se poate aplica metoda prezentată pentru a stabili dacă cele două motoare încercate prezintă o diferență semnificativă de consum de combustibil. Aplicînd relațiile (16.41) și (16.42), se găsește $t = 1{,}9160$; în anexa 2 se găsește, pentru nivelul de încredere propus $P = 0{,}99$ și numărul de grade de libertate $n_A + n_B - 2 = 35$, valoarea $t_i(0{,}99;\ 35) = 2{,}724$. Valoarea din tabel este mai mică decît valoarea calculată și în consecință diferența dintre valorile medii ale consumurilor specifice trebuie interpretată ca nesemnificativă. În situația în care pentru motorul B ar fi rezultat însă o abatere medie pătratică de sondaj de 6,24 g/CPh, t calculat devine 2,7728, mai mare decît valoarea din tabel t_i $(0{,}99;\ 35) = 2{,}724$. De această dată se stabilește că cele două motoare se deosebesc prin consumul specific efectiv de combustibil.

Scanned with OKEN Scanner

16.3.7. Verificarea aplicabilității repartițiilor teoretice. Testul χ^2

Rezolvarea practică a problemelor de prelucrare statistică a datelor implică în general definirea unei repartiții teoretice simple, față de care repartiția reală se aproprie în mod satisfăcător; aceasta face posibilă aplicarea proprietăților repartiției în rezolvare. Problemele considerate anterior au fost rezolvate prin aplicarea proprietăților repartițiilor normală și Student.

Atunci cînd există îndoieli cu privire la apartenența repartiției observate a rezultatelor măsurărilor la repartiția teoretică, de referință, trebuie să se aplice un test de verificare. Ipoteza diferenței nule care trebuie verificată este că abaterile repartiției observate de la cea teoretică sînt aleatoare.

În spiritul principiilor expuse pentru verificarea ipotezelor, trebuie să se specifice un prag de semnificație pentru abaterile suficient de mari de la repartiția teoretică de referință.

Cel mai cunoscut test de verificare a aplicabilității repartițiilor teoretice este testul χ^2.

Se consideră un sondaj de volum n, pentru care se înregistrează în general un eveniment E_i cu frecvența n_i. Pentru un ansamblu de măsurări efectuate, gruparea unor date măsurate într-un anumit interval de valori reprezintă un eveniment E_i; numărul înregistrat de valori din acest interval constituie frecvența observată n_i. În scopul verificării ipotezei diferenței nule, se compară frecvența observată n_i cu frecvența teoretică np_i *, urmînd să se stabilească dacă diferențele sînt aleatoare.

Considerînd și celelalte intervale de valori, la care corespund frecvențele observate n_1, n_2 ... și cele teoretice np_1, np_2 ..., se poate stabili o valoare a variabilei χ^2 cu relația (16.18)

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{l} \frac{(n_i - np_i)^2}{np_i}.$$

Pragul de semnificație χ^2_l se stabilește pentru un risc α acceptat și $k - 1$ grade de libertate. Dacă

$$\chi^2 > \chi^2_l, \tag{16.43}$$

ipoteza diferenței nule se respinge, repartiția observată nu este de același tip cu repartiția teoretică considerată.

Din relația de definiție, se observă că pot să rezulte valori foarte mari ale variabilei χ^2 fie dacă într-unul sau în cîteva dintre intervale apar abateri foarte mari între frecvențele observate și cele teoretice, fie dacă există suficient de multe intervale cu abateri moderate. Interpretînd rezultatele posibile ale aplicării testului χ^2, reiese deci existența a numeroase ipoteze alternative, care nu sînt definite foarte precis. O valoare mică rezultată pentru χ^2 nu poate fi interpretată ca demonstrație a concordanței dintre repartiția observată și cea teoretică, ci numai ca dovadă a lipsei de argumente pentru respingerea ipotezei diferenței nule, de concordanță.

Mai trebuie subliniat faptul că variabila definită de relația (16.18) este în realitate numai aproximativ repartizată χ^2, aproximația fiind cu atît mai bună cu cît numărul total de observații n, ca și frecvențele n_i din fiecare interval sînt mai ridicate.

---

* p_i este probabilitatea teoretică a evenimentului considerat.

Scanned with OKEN Scanner

În mod practic, pentru verificarea aplicabilității distribuției teoretice se grupează datele observate pe intervale, astfel ca în fiecare interval să fie cel puțin cinci (preferabil, zece) valori. Apoi se calculează frecvența corespunzătoare repartiției teoretice. Pentru repartiția teoretică normală, se poate determina probabilitatea p_i corespunzătoare intervalului x_{i-1}, x_i cu relația

$$p_i = \Phi\left(\frac{x_i - \bar{x}}{s}\right) - \Phi\left(\frac{x_{i-1} - \bar{x}}{s}\right), \qquad (16.44)$$

unde $\bar{x}$ și s sînt media aritmetică și abaterea medie pătratică determinate de sondajul de valori. Valorile funcției Φ se dau în anexa 1.

În continuare se calculează valoarea lui χ^2 cu relația (16.18) și se determină valoarea χ^2_t din anexa 3, pentru un nivel de încredere P impus (pragul de semnificație $\gamma = 1 - P$) și un număr k de grade de libertate. Dacă $\chi^2 > \chi^2_t$, repartiția observată diferă de cea teoretică.

Numărul de grade de libertate reprezintă numărul de categorii (intervale) al căror conținut se poate specifica în mod independent. În cazul repartiției normale, dacă parametrii μ și σ se apreciază pe baza sondajului ($\bar{x}$ și s), se reduc două grade de libertate; cu condiția suplimentară impusă $\Sigma n_i = n$, rămîn $k = l - 3$ grade de libertate, unde l este numărul de intervale.

Metodica aplicării testului χ^2 pentru verificarea repartiției normale a unui grup de date experimentale este exemplificată în tabelul 16.3, pentru datele prezentate în tabelul 16.2.

Tabelul 16.3

Aplicarea testului χ^2 pentru verificarea normalității repartiției datelor din tabelul 16.2

Intervalul								
Nr.	Limitele x_{i-1}, x_i	n_i	$t_i = \frac{x_i - \bar{x}}{s}$	$\Phi(t_i)$	p_i	np_i	$n_i - np_i$	$\frac{(n_i - np_i)^2}{np_i}$
	$-\infty$							
1	— 9,315 —	5	— 1,0988	— 0,3641	0,1359	4,8924	0,1076	0,00237
2	— 9,365 —	6	— 0,5805	— 0,2190	0,1451	5,2236	0,7764	0,11540
3	— 9,395 —	7	— 0,0704	— 0,0280	0,1910	6,8760	0,1240	0,00224
4	— 9,475 —	7	0,5597	0,2123	0,2403	8,6508	— 1,6508	0,31501
5	— 9,545 —	6	1,2854	0,4007	0,1884	6,7824	— 0,7824	0,09025
6	$+\infty$	5			0,0993	3,5748	1,4252	0,56820
Suma		$n = 36$			1,0000	$n = 36$		$\chi^2 = 1,09347$

$\chi^2_t(0,95;3) = 7,81$; $\chi^2 < \chi^2_t$

Concluzie: Nu sînt motive de suspiciune asupra normalității repartiției.

Metoda testului χ^2 poate fi aplicată și pentru rezolvarea unor probleme de comparație între două grupe de rezultate, obținute cu un element sau un factor modificat. Spre exemplu, cu o categorie de instrumente se înregis-

Scanned with OKEN Scanner

trează N_A defecțiuni într-o perioadă dată, iar cu o altă categorie N_B defecțiuni. Se caută să se confirme ipoteza că diferența defecțiunilor în unitatea de timp dintre cele două categorii nu este semnificativă, ceea ce revine la ipoteza că cele două grupe de defecțiuni aparțin unei distribuții normale. Numărul așteptat de defecțiuni în unitatea de timp, potrivit ipotezei, este egal pentru fiecare categorie. Dacă pentru prima categorie numărul așteptat este $(N_A + N_B)/2$, pentru cealaltă categorie rezultă același număr; prin urmare problema comportă un singur grad de libertate. Valoarea lui χ^2 se calculează cu relația

$$\chi^2 = \frac{[N_A - (N_A + N_B)/2]^2}{(N_A + N_B)/2} + \frac{[N_B - (N_A + N_B)/2]^2}{(N_A + N_B)/2}.$$

Cu $N_A = 5$ și $N_B = 9$, se obține $\chi^2 = 1{,}14$. În anexa 3 se găsește valoarea $\chi_1 = 3{,}84$ pentru 1 grad de libertate și nivelul de siguranță $P = 0{,}95$ (pragul de semnificație $\alpha = 0{,}05$) deci ipoteza nu este infirmată.

16.3.8. Propagarea indicilor de precizie

În cadrul cercetărilor experimentale, de multe ori mărimea fizică studiată nu poate fi măsurată direct, și se determină prin intermediul altor mărimi măsurabile, a căror valoare se estimează prin media aritmetică a datelor obținute. Desigur că precizia cu care se determină în final mărimea studiată depinde de precizia cu care se măsoară celelalte mărimi. Calculul preciziei de determinare a mărimii dependente se bazează pe teoria propagării indicilor de precizie.

Se consideră cazul în care mărimea măsurată indirect $\bar{u}$ este precizată de relația

$$\bar{u} = f(\bar{x}, \bar{y}), \tag{16.45}$$

unde $\bar{x}$ și $\bar{y}$ sînt mediile aritmetice a două grupuri separate de valori, obținute pentru două mărimi fizice măsurate. Pentru simplitate, se presupune că cele două grupe cuprind un număr egal de valori.

Combinînd la întîmplare, două cîte două, citirile individuale x și y, se obțin perechile de valori (x_1, y_1), (x_2, y_2) etc. Se poate scrie

$$\begin{aligned} u_1 &= \bar{u} + \varepsilon_{u_1} = f(\bar{x} + \varepsilon_{x_1},\ \bar{y} + \varepsilon_{y_1}) \\ u_2 &= \bar{u} + \varepsilon_{u_2} = f(\bar{x} + \varepsilon_{x_2},\ \bar{y} + \varepsilon_{y_2}) \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned} \tag{16.46}$$

unde ε_u, ε_x, ε_y reprezintă abaterile celor trei mărimi față de valorile medii.

Dacă funcția f este continuă și derivabilă (cazul obișnuit pentru o funcție determinată experimental), ea poate fi dezvoltată în serie Taylor*. Reținînd numai primii doi termeni, se obține

$$u_i = \bar{u} + \varepsilon_{u_i} \approx f(\bar{x}, \bar{y}) + \left[\left(\frac{\partial f}{\partial \bar{x}}\right)_{\bar{y}} \cdot \frac{\bar{x} + \varepsilon_{x_i} - \bar{x}}{1!} + \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{y}}\right)_{\bar{x}} \cdot \frac{\bar{y} + \varepsilon_{y_i} - \bar{y}}{1!}\right], \tag{16.47}$$

* Abaterile ε_x, ε_y sînt considerate suficient de mici pentru a putea fi echivalate unor creșteri infinit mici ale argumentelor x și y. Puterile de ordin superior sînt considerate neglijabile.

Scanned with OKEN Scanner

și ținînd seama de relația (16.45),

$$\varepsilon_{u_i} = \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{x}}\right)_{\bar{y}} \varepsilon_{x_i} + \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{y}}\right)_{\bar{x}} \varepsilon_{y_i}. \tag{16.48}$$

Prin definiție, dispersia pentru mărimea determinată indirect este

$$\sigma_u^2 = \frac{\sum_1^n (u_i - \bar{u})^2}{n} = \frac{\sum_1^n \varepsilon_{u_i}^2}{n}, \tag{16.49}$$

unde

$$\Sigma\varepsilon_{u_i}^2 = \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{x}}\right)_{\bar{y}}^2 \Sigma\varepsilon_{x_i}^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{y}}\right)_{\bar{x}}^2 \Sigma\varepsilon_{y_i}^2 + 2\left(\frac{\partial f}{\partial \bar{x}}\right)\left(\frac{\partial f}{\partial \bar{y}}\right) \Sigma\varepsilon_{x_i}\varepsilon_{y_i}. \tag{16.50}$$

Dacă repartiția este simetrică, $2\Sigma\varepsilon_{x_i}\varepsilon_{y_i} \to 0$ căci fiecare produs $\varepsilon_{x_i}\varepsilon_{y_i}$ poate fi, cu aceeași probabilitate, pozitiv sau negativ. Se obține astfel

$$\sigma_u^2 = \left(\frac{\partial \bar{u}}{\partial \bar{x}}\right)_{\bar{y}}^2 \sigma_x^2 + \left(\frac{\partial \bar{u}}{\partial \bar{y}}\right)_{\bar{x}}^2 \sigma_y^2. \tag{16.51}$$

Este demn de remarcat că în demonstrarea relației generale nu s-a făcut ipoteza că repartiția este normală; singura condiție care s-a presupus este că repartiția este cvasisimetrică, astfel că $\sum_1^n \varepsilon_{x_i}\varepsilon_{y_i} \to 0$ pentru n suficient de mare. Relația de definiție a abaterii medii pătratice este generală, astfel că relația stabilită pentru σ_u este valabilă pentru o repartiție oarecare cvasisimetrică.

Pentru caracterizarea erorii limită cu care se determină o mărime $\bar{u} = \bar{u}(\bar{x}, \bar{y})$, pe baza mărimilor măsurate efectiv x și y, se mai definește uneori eroarea relativă $e_r = e_{\bar{u}}/\bar{u}$. Pe baza relației (16.48),

$$e_r = \frac{e_{\bar{u}}}{\bar{u}} \approx \frac{1}{f}\left[\left(\frac{\partial f}{\partial \bar{x}}\right)_{\bar{y}} \varepsilon_x + \left(\frac{\partial f}{\partial \bar{y}}\right)_{\bar{x}} \varepsilon_y\right] \approx \frac{\partial}{\partial x} \ln f \, dx + \frac{\partial}{\partial y} \ln f \, dy = d \ln \bar{u}. \tag{16.52}$$

Ca exemplu de aplicare a relației generale (16.51), se consideră ecuația coeficientului global de transfer de căldură K pentru un sistem de două fluide separate printr-un perete subțire de rezistență termică neglijabilă,

$$\bar{K} = \frac{1}{\frac{1}{\bar{\alpha}_1} + \frac{1}{\bar{\alpha}_2}} = \frac{\bar{\alpha}_1\bar{\alpha}_2}{\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2}.$$

Dacă $\bar{\alpha}_1$ este $15 \cdot 10^{-3}$ kW/m²K, cu o abatere medie pătratică $\sigma_{\alpha_1} = 1{,}5 \cdot 10^{-3}$ kW/m²K și $\bar{\alpha}_2$ este $20 \cdot 10^{-3}$ kW/m²K, cu $\sigma_{\alpha_2} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ kW/m²K, se cere σ_k.

Pentru aplicarea relației generale (16.51) se calculează

$$\left(\frac{\partial \bar{K}}{\partial \bar{\alpha}_1}\right)_{\bar{\alpha}_2} = \frac{\bar{\alpha}_2^2}{(\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2)^2}, \quad \left(\frac{\partial \bar{K}}{\partial \bar{\alpha}_2}\right)_{\bar{\alpha}_1} = \frac{\bar{\alpha}_1^2}{(\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2)^2},$$

Scanned with OKEN Scanner

şi rezultă

$$\sigma_K^2 = \frac{\bar{\alpha}_2^4}{(\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2)^4}\sigma_{\alpha_1}^2 + \frac{\bar{\alpha}_1^4}{(\bar{\alpha}_1 + \bar{\alpha}_2)^4}\sigma_{\alpha_2}^2.$$

Înlocuind valorile, se obţine $\sigma_K = 0{,}5294$, sau 6,18%.

Teoria propagării indicilor de precizie găseşte o aplicare extrem de interesantă la planificarea experienţelor. Atunci cînd cercetătorul dispune de posibilităţi mai largi de instrumentaţie şi de complexitate a instalaţiei, se pune problema unei alegeri judicioase, pentru asigurarea unui grad raţional de simplitate şi a unui cost redus. Un exemplu simplu va ilustra modul în care se poate folosi în acest sens teoria propagării erorilor.

Determinarea consumului orar de combustibil al unui motor cu ardere internă se face în mod uzual pe baza relaţiei

$$C = 3{,}6\frac{\Delta m}{\Delta \tau} = K\frac{\Delta m}{\Delta \tau}, \quad [\text{kg/oră}],$$

unde Δm este cantitatea în g de combustibil consumată în $\Delta \tau$ secunde. Se presupune că abaterea medie pătratică la măsurarea timpului este de 0,7 s, iar la măsurarea cantităţii de combustibil consumate 4 g. Consumul orar de combustibil este anticipat la 12 kg/h.

Se caută ca măsurările să fie făcute cît mai repede. Cum trebuie făcut planul de lucru? Ce abatere medie pătratică va exista pentru C? Cum este mai raţional să se mărească precizia şi viteza determinărilor?
Pe baza relaţiei (16.51) rezultă:

$$\sigma_c^2 = \left(\frac{K}{\Delta \tau}\right)^2 \sigma_{\Delta m}^2 + \left(K\frac{\Delta m}{\Delta \tau^2}\right)^2 \sigma_{\Delta \tau}^2.$$

Relaţia obţinută indică posibilităţi variate de realizare a determinării consumului orar de combustibil $C = 12$ kg/h (tab. 16.4). Analiza acestor posibilităţi arată că planul optim este de a face o determinare de circa 2 min. Un

Tabelul 16.4

Variante de efectuare a măsurării consumului orar de combustibil

Varianta	1	2	3	4	5
Intervalul de timp $\Delta\tau$ [s]	1	2	6	60	300
Cantitatea consumată Δm [g]	3,33	6,66	20	200	1000
Abaterea medie pătratică, σ_c	16,67	8,33	2,78	0,278	0,055
Abaterea medie pătratică relativă, relativă, σ_c/C [%]	138,89	69,44	23,15	2,31	0,46

Scanned with OKEN Scanner

timp mai scurt conduce la o incertitudine excesivă; prelungirea timpului de determinare are o influenţă scăzută asupra preciziei. Se mai observă că prin modul în care au fost alese valorile, precizia celor două operaţii de măsurare are o influenţă apropiată asupra preciziei cu care se determină în final C. Atunci cînd unul dintre termenii relaţiei care defineşte abaterea medie pătratică este neglijabil în raport cu ceilalţi termeni, precizia operaţiei corespunzătoare de măsurare este exagerat de mare în raport cu celelalte operaţii. În acest caz reiese în mod clar asupra căror operaţii de măsurare trebuie să se intervină, dacă trebuie ridicată precizia globală a determinărilor.

16.4. ANALIZA GRAFICĂ A REZULTATELOR

Cercetările experimentale implică adeseori măsurarea unei variabile dependente la mai multe valori stabilite ale unei alte variabile x. Dacă variabila y depinde şi de alte variabile independente, acestea se menţin constante.

În faza de prelucrare a datelor obţinute, se procedează în mod uzual la reprezentarea grafică a rezultatelor, din considerente variate: a) diagrama care se obţine oferă vizualizarea simplă a dependenţei funcţionale studiate, avînd posibilitatea să concentreze într-un spaţiu minim o mare cantitate de informaţii; b) prin trasarea curbei de dependenţă se simplifică operaţiile ulterioare de stabilire a unor valori care nu au fost măsurate, în interiorul intervalului investigat (interpolare), sau în afara lui (extrapolare); c) forma graficului obţinut sugerează forma dependenţei funcţionale a variabilei y faţă de x.

Datorită erorilor aleatoare asociate datelor experimentale, este nerațional să se conceapă o dependenţă funcţională, care să descrie exact rezultatele obţinute. Graficul funcţiei trebuie să fie în mod firesc o curbă lină, fără discontinuităţi, care nu unește ci trece printre punctele ce reprezintă în cîmpul diagramei valorile măsurate. Definind o astfel de curbă care descrie dependenţa funcţională studiată, se realizează prin urmare şi o operaţie de corectare a rezultatelor măsurărilor, atenuîndu-se influenţa erorilor întîmplătoare.

Problema trasării unei curbe line printre puncte este principial nedeterminată, deoarece există o infinitate de funcţii continue care satisfac un număr limitat de observaţii experimentale. Pentru rezolvare se caută în principiu soluţia cea mai simplă, care asigură o apropiere satisfăcătoare faţă de toate punctele experimentale, procedîndu-se eventual prin încercări: funcţie liniară, apoi parabolică, polinomială de ordin superior, exponenţială etc.

În unele cazuri, este suficient să se traseze o curbă prin aproximare vizuală. Este procedeul cel mai simplu şi mai expeditiv, care se poate considera satisfăcător în măsura în care punctele experimentale sînt suficient de apropiate de curbă.

De multe ori, numărul datelor experimentale este însă redus, cu erori însemnate, şi trasarea curbei prin aproximare vizuală devine o operaţie cu un pronunţat caracter de subiectivitate. În aceste cazuri, şi evident ori de cîte ori definirea expresiei analitice a dependenţei constituie un obiectiv final al cercetării, trebuie să se aplice metode mai perfecţionate de analiză a rezultatelor. Pornind de la o formă de dependenţă analitică, stabilită pe baza unor

Scanned with OKEN Scanner

timp mai scurt conduce la o incertitudine excesivă; prelungirea timpului de determinare are o influenţă scăzută asupra preciziei. Se mai observă că prin modul în care au fost alese valorile, precizia celor două operaţii de măsurare are o influenţă apropiată asupra preciziei cu care se determină în final C. Atunci cînd unul dintre termenii relaţiei care defineşte abaterea medie pătratică este neglijabil în raport cu ceilalţi termeni, precizia operaţiei corespunzătoare de măsurare este exagerat de mare în raport cu celelalte operaţii. În acest caz reiese în mod clar asupra căror operaţii de măsurare trebuie să se intervină, dacă trebuie ridicată precizia globală a determinărilor.

16.4. ANALIZA GRAFICĂ A REZULTATELOR

Cercetările experimentale implică adeseori măsurarea unei variabile dependente la mai multe valori stabilite ale unei alte variabile x. Dacă variabila y depinde şi de alte variabile independente, acestea se menţin constante.

În faza de prelucrare a datelor obţinute, se procedează în mod uzual la reprezentarea grafică a rezultatelor, din considerente variate: a) diagrama care se obţine oferă vizualizarea simplă a dependenţei funcţionale studiate, avînd posibilitatea să concentreze într-un spaţiu minim o mare cantitate de informaţii; b) prin trasarea curbei de dependenţă se simplifică operaţiile ulterioare de stabilire a unor valori care nu au fost măsurate, în interiorul intervalului investigat (interpolare), sau în afara lui (extrapolare); c) forma graficului obţinut sugerează forma dependenţei funcţionale a variabilei y faţă de x.

Datorită erorilor aleatoare asociate datelor experimentale, este neraţional să se conceapă o dependenţă funcţională, care să descrie exact rezultatele obţinute. Graficul funcţiei trebuie să fie în mod firesc o curbă lină, fără discontinuităţi, care nu uneşte ci trece printre punctele ce reprezintă în cîmpul diagramei valorile măsurate. Definind o astfel de curbă care descrie dependenţa funcţională studiată, se realizează prin urmare şi o operaţie de corectare a rezultatelor măsurărilor, atenuîndu-se influenţa erorilor întîmplătoare.

Problema trasării unei curbe line printre puncte este principial nedeterminată, deoarece există o infinitate de funcţii continue care satisfac un număr limitat de observaţii experimentale. Pentru rezolvare se caută în principiu soluţia cea mai simplă, care asigură o apropiere satisfăcătoare faţă de toate punctele experimentale, procedîndu-se eventual prin încercări: funcţie liniară, apoi parabolică, polinomială de ordin superior, exponenţială etc.

În unele cazuri, este suficient să se traseze o curbă prin aproximare vizuală. Este procedeul cel mai simplu şi mai expeditiv, care se poate considera satisfăcător în măsura în care punctele experimentale sînt suficient de apropiate de curbă.

De multe ori, numărul datelor experimentale este însă redus, cu erori însemnate, şi trasarea curbei prin aproximare vizuală devine o operaţie cu un pronunţat caracter de subiectivitate. În aceste cazuri, şi evident ori de cîte ori definirea expresiei analitice a dependenţei constituie un obiectiv final al cercetării, trebuie să se aplice metode mai perfecţionate de analiză a rezultatelor. Pornind de la o formă de dependenţă analitică, stabilită pe baza unor

Scanned with OKEN Scanner

considerente teoretice, sau sugerată de forma de prezentare grafică a materialului experimental,

$$y = f(x, a_0, \ldots, a_n), \tag{16.53}$$

se definesc pe baza unei metode raţionale parametrii $a_0, \ldots, a_n$. Ţinînd seama de prezenţa erorilor aleatoare, parametrii calculaţi în raport cu rezultatele experimentale trebuie consideraţi drept estimaţii ale parametrilor funcţiei de legătură între valorile adevărate ale variabilelor y şi x. În concluzie, analiza grafică şi determinarea funcţiei de legătură între variabilele y şi x comportă ca operaţii distincte determinarea tipului dependenţei funcţionale şi a parametrilor care o definesc în mod satisfăcător, în cadrul unor intervale de încredere.

16.4.1. Determinarea parametrilor formulelor empirice prin metoda celor mai mici pătrate

Formularea metodei celor mai mici pătrate. Metoda clasică de definire a parametrilor unei funcţii pe baza datelor experimentale se bazează pe minimizarea pătratelor abaterilor faţă de funcţie a rezultatelor măsurătorilor.

Se consideră cazul în care s-au efectuat măsurări repetate ale variabilei y la diferite valori ale lui x. Admiţînd că rezultatele măsurărilor cuprind numai erori aleatoare pentru ambele variabile şi că rezultatele măsurărilor au o repartiţie normală, ipoteze satisfăcătoare pentru cele mai multe din măsurări, se obţine reprezentarea grafică din figura 16.12. În general, dispersia rezultatelor este variabilă în funcţie de valoarea lui y (de obicei erorile sînt mai mari pentru valorile mici ale variabilei y).

Pentru repartiţiile normale, se arată în statistica matematică că valorile măsurate deviază faţă de adevărata valoare (necunoscută) în aşa fel încît să se realizeze probabilitatea globală maximă a acestor deviaţii. Drept consecinţă, rezultă că suma pătratelor abaterilor unor valori este minimă dacă sînt determinate în raport cu valoarea cea mai probabilă. Din această concluzie a derivat *metoda celor mai mici pătrate*, după care poziţia curbei optime care trece printr-un grup de puncte asigură valoarea minimă a sumei pătratelor abaterilor punctelor faţă de curbă.

În mod obişnuit, problema definirii parametrilor funcţiei empirice prin metoda celor mai mici pătrate se rezolvă în cadrul următoarelor ipoteze simplificatoare: a) numai măsurările variabilei dependente au fost susceptibile de erori; abaterile măsurărilor se măsoară astfel paralel cu axa y, suprafeţele de repartiţie normală din figura 16.12 fiind reduse la simple repartiţii plane; b) abaterile înregistrate sînt egale pentru toate valorile variabilei y.

Dacă y_i reprezintă media aritmetică a valorilor variabilei y obţinute pentru variabila x_i şi se consideră că

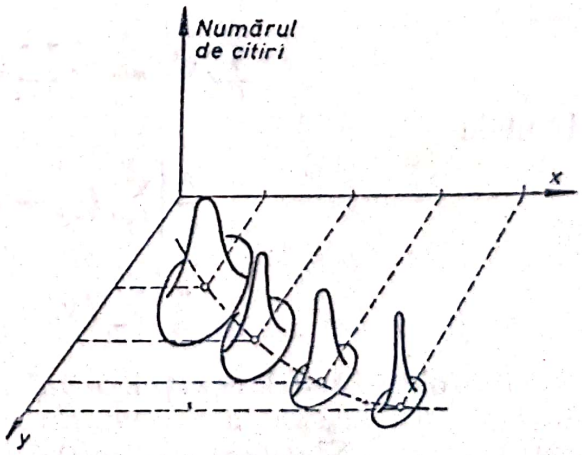


Fig. 6.12

Scanned with OKEN Scanner

valorile $y_1, \ldots, y_i \ldots$ au fost obținute cu aceeași precizie, condiția ca suma pătratelor abaterilor valorilor y_i față de cele ale funcției căutate, să fie minimă se poate exprima sub forma generală

$$\sum_{i=1}^{N} [y_i - f(x_i;\ a_0,\ a_1 \ldots, a_n)]^2|_{min}. \tag{16.54}$$

Dacă se renunță la ultima ipoteză și se consideră că măsurările s-au făcut cu precizie inegală, expresia (16.54) se înlocuiește prin

$$\sum_{i=1}^{N} [y_i - f(x_i;\ a_0,\ a_1,\ \ldots,\ a_n)]^2 w_i|_{min}, \tag{16.55}$$

unde w_i este ponderea măsurării. În ipoteza că precizia este procentual constantă, w_i este invers proporțională cu dispersia σ_i^2:

$$w_1 :\ w_2 : \ldots : w_N = \frac{1}{\sigma_1^2} : \frac{1}{\sigma_2^2} : \ldots : \frac{1}{\sigma_N^2}. \tag{16.55'}$$

Atunci cînd s-au efectuat n_i măsurări repetate pentru fiecare valoare x_i, se poate considera $w_i = n_i$.

În continuare se prezintă cîteva cazuri particulare de aplicare a metodei celor mai mici pătrate.

Determinarea parametrilor unei funcții liniare. O aplicație obișnuită a metodei celor mai mici pătrate constă în determinarea parametrilor unei funcții de forma

$$y = ax + b. \tag{16.56}$$

Pentru o valoare experimentală y_i, care prezintă o abatere ε_{y_i} față de valoarea determinată de relația (16.56), se poate scrie

$$y_i = ax_i + b + \varepsilon_{y_i},$$

sau

$$\varepsilon_{y_i} = y_i - ax_i - b. \tag{16.57}$$

Ecuația căutată este determinată de condiția de minimum a sumei pătratelor abaterilor:

$$\sum_{i=1}^{N} \varepsilon_{y_i}^2|_{min} = \sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b)^2|_{min}, \tag{16.58}$$

de unde

$$\frac{\partial}{\partial a}\left[\sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b)^2\right] = 0, \tag{16.59}$$

$$\frac{\partial}{\partial b}\left[\sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b)^2\right] = 0. \tag{16.60}$$

Se obțin astfel ecuațiile

$$-2\sum_{i=1}^{N} x_i(y_i - ax_i - b) = 0, \quad -2\sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b) = 0,$$

Scanned with OKEN Scanner

sau

$$b\sum_{i=1}^{N} x_i + a\sum_{i=1}^{N} x_i^2 = \sum_{i=1}^{N} x_i y_i, \tag{16.61}$$

$$bN + a\sum_{i=1}^{N} x_i = \sum_{i=1}^{N} y_i, \tag{16.62}$$

și în final

$$a = \frac{N\sum_{i=1}^{N} x_i y_i - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} y_i}{N\sum x_i^2 - (\sum x_i)^2}, \tag{16.63}$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i^2 \sum_{i=1}^{N} y_i - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} x_i y_i}{N\sum_{i=1}^{N} x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{N} x_i\right)^2}. \tag{16.64}$$

În sfîrșit se demonstrează că abaterea medie pătratică pentru cei doi parametri, a și b este

$$\sigma_a = \sqrt{\frac{N\sum_{1}^{N} y_i^2}{(N-2)\left[N\sum_{1}^{N} x_i^2 - \left(\sum_{1}^{N} x_i\right)^2\right]}}, \tag{16.65}$$

$$\sigma_b = \sqrt{\frac{\sum_{1}^{N} x_i^2 \sum_{1}^{N} y_i^2}{(N-2)\left[N\sum_{1}^{N} x_i^2 - (\sum_{1}^{N} x_i)^2\right]}}. \tag{16.66}$$

Determinarea parametrilor polinomului de gradul doi. Parametrii funcției de gradul doi

$$y = ax^2 + bx + c \tag{16.67}$$

se află prin rezolvarea sistemului de ecuații

$$as_4 + bs_3 + cs_2 = \sum_{i=1}^{N} y_i x_i^2 w_i \tag{16.68}$$

$$as_3 + bs_2 + cs_1 = \sum_{i=1}^{N} y_i x_i w_i \tag{16.69}$$

$$as_2 + bs_1 + cs_0 = \sum_{i=1}^{N} y_i w_i, \tag{16.70}$$

unde $s_m = \sum_{i=1}^{N} x_i^m w_i$ $(m = 0, 1, 2, 3, 4)$, iar w_i este ponderea măsurărilor.

Transformarea unor funcții neliniare într-o funcție liniară. Determinarea parametrilor funcțiilor neliniare prin metoda celor mai mici pătrate este în general dificilă. În multe cazuri este posibil însă ca printr-o schimbare con-

Scanned with OKEN Scanner

venabilă de variabile funcțiile să devină liniare, pentru care se pot aplica relațiile (16.63) ... (16.66). Operația se numește *nivelare*.

Spre exemplu, unei funcții putere

$$y = bx^a$$

i se aplică transformarea logaritmică

$$\lg y = a \lg x + \lg b$$

și înlocuind în continuare $Y = \lg y$; $X = \lg x$; $b_1 = \lg b$, rezultă

$$Y = aX + b_1.$$

Alte exemple de transformare sînt prezentate în tabelul 16.5.

Tabelul 16.5

Funcții care se liniarizează printr-o schimbare de variabilă

Nr.	Tipul funcției	Schimbarea de variabilă	Transformata funcției
1.	$y = bx^a$	$Y = \lg y$ $X = \lg x$ $b_1 = \lg b$	$Y = aX + b_1$
2.	$y = b10^{ax}$	$Y = \lg y$ $b_1 = \lg b$	$Y = ax + b_1$
3.	$y = be^{ax}$	$Y = \ln y$ $b_1 = \ln b$	$Y = ax + b_1$
4.	$y = \frac{1}{ax + b}$	$Y = \frac{1}{y}$	$Y = ax + b$
5.	$y = \frac{x}{ax + b}$	$Y = \frac{1}{y}$ $X = \frac{1}{x}$	$Y = bX + a$
6.	$y = \frac{1}{a + be^{-x}}$	$Y = \frac{1}{y}$ $X = e^{-x}$	$Y = bX + a$
7.	$y = ax^2 + bx + c$	$Y = \frac{y - y_1}{x - x_1}$ $d = ax_1 + b$ *	$Y = ax + d$
8.	$y = \frac{x}{ax + b} + c$	$Y = \frac{x - x_1}{y - y_1}$ $d = ab + a^2x_1$ $e = abx_1 + b^2$	$Y = dx + e$

* x_1, y_1 — coordonatele unui punct oarecare al curbei.

Scanned with OKEN Scanner

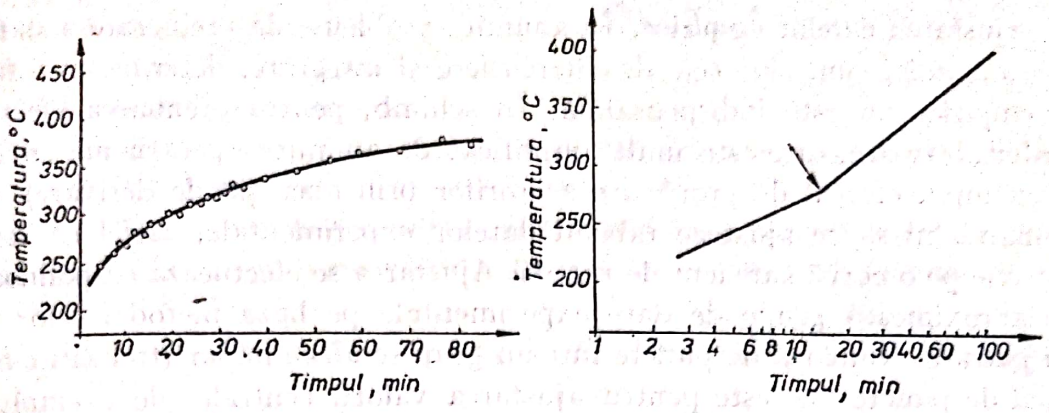


Fig. 6.13

Exemplu de analiză grafică a rezultatelor. Dintre considerentele care justifică reprezentarea grafică a datelor experimentale, probabil cel mai puțin evident constă în posibilitatea obținerii unor sugestii pentru interpretarea rezultatelor. Ca exemplu, se consideră cazul în care s-a măsurat temperatura peretelui unui schimbător de căldură funcționînd într-un regim tranzitoriu, iar valorile înregistrate s-au reprezentat într-o diagramă convențională temperatură-timp. Curba obținută pare să înregistreze o porțiune plată în intervalul 250 ... 300°C (fig. 16.13, *a*). Reprezentarea aceloraşi date în coordonate semilogaritmice se dovește în acest caz mai interesantă (fig. 16.13, *b*), întrucît evidențiază o schimbare de pantă în intervalul menționat. Această discontinuitate a sugerat experimentatorului verificarea fișelor de măsurări; în acest fel a rezultat că punctul de discontinuitate coincide cu temperatura la care s-a comutat potențiometrul instalației de măsură de la un interval de funcționare la altul. A rezultat astfel necesitatea reetalonării instalației.

16.4.2. Alegerea formulelor empirice și ajustarea datelor

Alegerea gradului unui polinom. În multe cazuri, dependențele funcționale pot fi exprimate în mod satisfăcător printr-un polinom. Alegerea gradului polinomului trebuie făcută judicios, asigurîndu-se exprimarea suficient de precisă a dependenței studiate cu o formă cît mai simplă a formulei empirice stabilite.

Stabilirea gradului optim al polinomului se poate face prin încercări succesive, începînd cu gradele inferioare. Estimata dispersiei corespunzătoare gradului m al polinomului se compară cu estimata dispersiei calculată anterior, pentru gradul $m - 1$. Se recomandă ca gradul m al polinomului să fie ridicat în continuare atîta timp cît dispersia σ^2 înregistrează o scădere sensibilă [4].

Scanned with OKEN Scanner

Ajustarea datelor empirice. În anumite probleme de prelucrare a datelor experimentale, cum sînt cele de diferențiere și integrare, determinarea funcției empirice nu este indispensabilă. În schimb, pentru atenuarea efectului erorilor aleatoare, care este mult amplificat de anumite operații matematice (de exemplu efectul de propagare a erorilor prin operația de derivare), este recomandabil să se ajusteze tabelul datelor experimentale, astfel ca ele să se înscrie pe o curbă suficient de netedă. Ajustarea se efectuează cu polinoame care aproximează grupe de date experimentale pe baza metodei celor mai mici pătrate. Numărul de puncte într-un grup se alege impar (trei sau cinci); grupul de puncte folosește pentru ajustarea valorii centrale (de exemplu y_3 în grupul de valori y_1, y_2, y_3, y_4, y_5), după care grupul se deplasează pentru încorporarea valorii următoare (y_2, y_3, y_4, y_5, y_6).

În tabelul 16.6 se indică relațiile de ajustare pentru cazul cînd se folosesc polinoame de gradul întîi (ajustare liniară), pentru grupuri compuse din trei sau din cinci puncte. Valoarea care se ajustează este notată cu y_0, iar valoarea ajustată $\tilde{y}_0$; valorile simetrice față de y_0 sînt notate y_{-1}, y_1 și respectiv y_{-2}, y_2. În același tabel sînt prezentate și relații de ajustare pentru valorile de la extremitățile tabelului.

Tabelul 16.6

Relații de calcul pentru ajustarea liniară

Ajustarea după trei puncte	$\tilde{y}_0 = (y_{-1} + y_0 + y_1)/3$
	$\tilde{y}_{-1} = (5y_{-1} + 2y_0 - y_1)/6$
	$\tilde{y}_1 = (-y_{-1} + 2y_0 + 5y_1)/6$
Ajustarea după cinci puncte	$\tilde{y}_0 = (y_{-2} + y_{-1} + y_0 + y_1 + y_2)/5$
	$\tilde{y}_{-1} = (4y_{-2} + 3y_{-1} + 2y_0 + y_1)/10$
	$\tilde{y}_1 = (y_{-1} + 2y_0 + 3y_1 + 4y_2)/10$
	$\tilde{y}_{-2} = (3y_{-2} + 2y_{-1} + y_0 - y_2)/5$
	$\tilde{y}_2 = (-y_{-2} + y_0 + 2y_1 + 3y_2)/5$

BIBLIOGRAFIE

1. Ciucu, J. și Craiu, M. *Probleme de statistică matematică*. Edit. didactică și pedagogică, București, 1968.
2. Gold, B. V. *Procinosti i dolgovecinosti avtomobilea*. Mașinostroenie, Moskva, 1974.
3. Moineagu, C. ș.a. *Statistica-Concepte, principii, metode*. Edit. științifică și enciclopedică, București, 1976.

Scanned with OKEN Scanner

4. Rumşiski, L. Z. *Prelucrarea matematică a datelor experimentale* (trad. din lb. rusă). Edit. tehnică, Bucureşti, 1974.
5. Schenck, H. Jr. *Theories of Engineering Experimentation*, cap. 7—10, McGraw Hill Book Company, New York, 1968.
6. Spiridonov, V. P. şi Lopatkin, A. A. *Matematiceskaia obrabotka fiziko-himiceskih dannîh*. Izd. Moskovskogo Universiteta, Moskva, 1970.
7. Tiron, M. *Teoria erorilor de măsură*. Edit. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1972.
8. Todoran, I. *Tratarea matematică a datelor experimentale*. Edit. Academiei R.S. România, Bucureşti, 1976.
9. Wilson, E. B. Jr. *An Introduction to Scientific Research*. McGraw Hill Book Company, New York, 1952.
10. * * * STAS 1839/72 *Teoria probabilităţii. Terminologie şi simboluri.*
11. * * * STAS 2691/72 *Statistica matematică. Terminologie şi simboluri.*
12. * * * STAS 7122/72 *Statistica matematică. Prelucrarea datelor provenite din măsurători.*

Scanned with OKEN Scanner

17

ANALIZA STRUCTURII MĂRIMILOR VARIABILE ÎN TIMP

Introducere. În cercetarea experimentală modernă, situaţiile cele mai frecvent întîlnite sînt acelea în care se pune problema măsurării unor mărimi rapid variabile în timp. Pentru a se putea stabili, în aceste cazuri, caracteristicile optime şi configuraţia cea mai adecvată a instalaţiei de măsurare este necesar să se cunoască structura spectrală — în domeniul frecvenţelor — a mărimii studiate. Cunoaşterea acestei structuri permite corelarea ei cu răspunsul dinamic al aparatelor de măsurare ce trebuie folosite, iar atunci cînd nu se dispune de aparatură cu caracteristici corespunzătoare, permite stabilirea metodelor de corectare ce trebuie aplicate în vederea prelucrării şi interpretării corespunzătoare a rezultatelor experimentale.

Variaţiile posibile, în raport cu timpul, pe care le poate efectua o mărime fizică se grupează în trei categorii distincte: variaţia periodică, tranzitorie şi aleatorie.

17.1. STUDIUL STRUCTURII SPECTRALE A MĂRIMILOR PERIODIC VARIABILE

Variaţia periodică se caracterizează prin aceea că, la intervale egale de timp (perioada variaţiei) valorile mărimii fizice considerate se repetă identic (fig. 17.1). Asemenea situaţii se întîlnesc, de exemplu, la măsurarea parametrilor mişcării pistonului într-un cilindru de motor, a variaţiei presiunii în

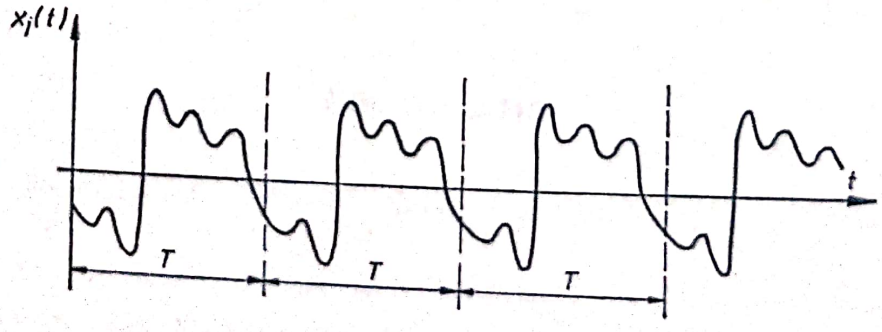


Fig. 17.1

Scanned with OKEN Scanner

cilindrul unui compresor, a vibrațiilor torsionale ale unui arbore cotit de motor, funcționînd la un regim stabilizat etc.

Este cunoscut faptul că, o asemenea funcție, periodic variabilă, poate fi exprimată sub forma unei serii trigonometrice cu număr infinit de termeni:

$$x_i(t) = A_{i0} \pm \sum_{k=1}^{\infty} (A_{ik} \cos k\omega t + B_{ik} \sin k\omega t), \tag{17.1}$$

adică, sub forma unei sume de termeni cu variație armonică.

Ținînd seama de dependența între argumentul θ, pulsația ω, frecvența f și perioada T a variației:

$$\theta = \omega t = 2\pi f t = 2\pi \frac{t}{T}, \tag{17.2}$$

relația (17.1) poate fi transcrisă în forma:

$$x_i(\theta) = A_{i0} \pm \sum_{k=1}^{\infty} (A_{ik} \cos k\theta + B_{ik} \sin k\theta), \tag{17.1'}$$

sau în forma:

$$x_i(\theta) = A_{i0} \pm \sum_{k=1}^{\infty} C_{ik} \cos (k\theta + \varphi), \tag{17.1''}$$

unde:

$$\begin{cases} C_{ik} = \sqrt{A_{ik}^2 + B_{ik}^2} \\ \varphi = \operatorname{arctg} [B_{ik}/A_{ik}]. \end{cases} \tag{17.3}$$

Coeficienții termenilor armonici ai seriei sînt precizați de relațiile:

$$\begin{cases} A_{i0} = \dfrac{1}{2\pi} \displaystyle\int_0^{\theta_T} x_i(\theta)\, \mathrm{d}\theta \\ A_{ik} = \dfrac{1}{\pi} \displaystyle\int_0^{\theta_T} x_i(\theta) \cos k\theta\, \mathrm{d}\theta \\ B_{ik} = \dfrac{1}{\pi} \displaystyle\int_0^{\theta_T} x_i(\theta) \sin k\theta\, \mathrm{d}\theta, \end{cases} \tag{17.4}$$

Întrucît valoarea absolută a coeficienților seriei descrește, odată cu creșterea rangului armonicii, evaluările practice se opresc la un număr finit de termeni în seria trigonometrică ce exprimă variația mărimii studiate. Numărul de termeni, necesar descrierii corespunzătoare a funcției $x_i(t)$, depinde de natura variației, în principiu trebuind să fie cu atît mai mare cu cît graficul funcției conține variații mai bruște, în raport cu timpul.

Deoarece, în cercetarea experimentală, variația mărimii $x_i(t)$ este cunoscută, de regulă, sub formă grafică și nu analitică, relațiile (17.4) trebuie modificate pentru a permite calculul coeficienților armonici. În acest scop, graficul funcției $x_i(\theta)$ se împarte în intervale egale $\Delta\theta$ și se evaluează valoarea

Scanned with OKEN Scanner

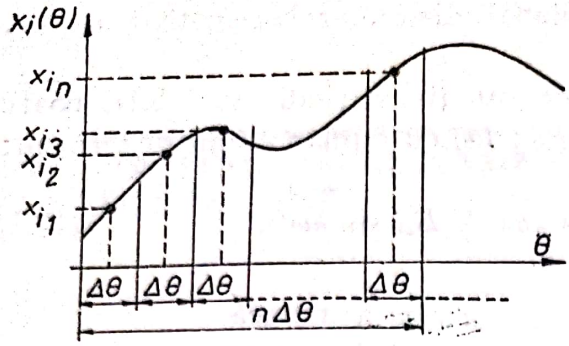


Fig. 17.2

medie a funcției în interiorul fiecărui interval (fig. 17.2). Cu notațiile din figura 17.2 relațiile (17.4) devin:

$$\begin{cases} A_{i0} \approx \dfrac{\Delta\theta}{360} \sum\limits_{n=1}^{N} x_{i_{n\Delta\theta}} \\ A_{ik} \approx \dfrac{\Delta\theta}{180} \sum\limits_{n=1}^{N} x_{i_{n\Delta\theta}} \cos(kn\Delta\theta) \\ B_{ik} \approx \dfrac{\Delta\theta}{180} \sum\limits_{n=1}^{N} x_{i_{n\Delta\theta}} \sin(kn\Delta\theta). \end{cases} \quad (17.4')$$

Aceste relații permit calculul unui număr de coeficienți (N), egal cu numărul de intervale în care a fost divizată perioada de variație θ_T a funcției $x_i(\theta)$:

$$N = \theta_T/\Delta\theta. \quad (175)$$

Întrucît seria trigonometrică (17.1) are un termen liber (A_{i0}) și perechi de coeficienți armonici (A_{ik}, B_{ik}) se recomandă ca, perioada de variație să fie divizată într-un număr impar de intervale.

Un asemenea mod de descriere a mărimii studiate se va caracteriza printr-o anumită eroare, față de dependența reală în timp, eroare cauzată de:

a) considerarea unui număr finit de termeni;

b) calculul aproximativ al coeficienților armonici, pe baza unui număr finit de intervale de divizare a perioadei de variație.

Se cunosc mai multe metode de sistematizare a calculelor în vederea obținerii coeficienților armonici, la funcțiile periodice cunoscute numai pe cale grafică. Există, de asemenea, aparate (analizoare armonice) care facilitează determinarea acestor coeficienți. Metoda cea mai precisă și, în același timp, cea mai operativă constă în utilizarea calculatoarelor electronice numerice. Avînd în vedere frecvența cu care această problemă apare în practică, bibliotecile de subrutine științifice conțin întotdeauna cîte un asemenea program (FORIT pentru IBM, sau CFTAB pentru IRIS).

Aspectul esențial al structurii spectrale a unei mărimi periodic variabile îl constituie *spectrul discret de frecvențe*. Într-adevăr, o asemenea variație conține frecvența fundamentală, egală cu frecvența de variație a mărimii studiate și multiplii acesteia. Situația este ilustrată în figura 17.3 unde armonicile din „planul timp" au fost transpuse în planul frecvențelor, funcția $x_i(t)$ fiind interpretată prin funcția de variabilă complexă $X_i(j\omega)$, caracterizată prin modulul $|X_i|$ și faza $\underline{|X_i}$.

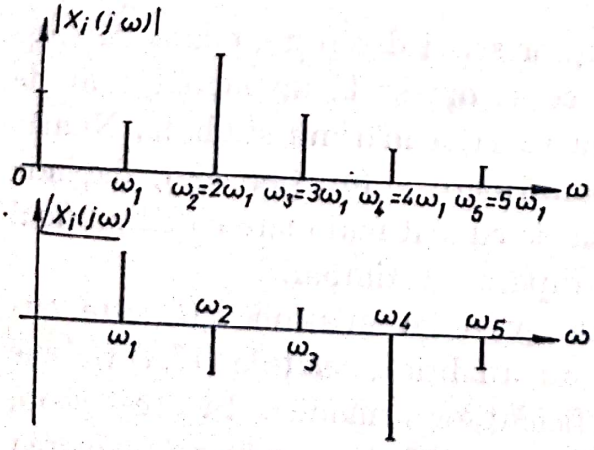


Fig. 17.3

Reprezentarea, în domeniul frecvențelor, sugerează, în mod plastic, structura spectrală a mărimii studiate. Răspunsul dinamic al aparaturii de

Scanned with OKEN Scanner

măsurare este cunoscut tot sub forma unei funcții de variabilă complexă, graficul raportului de atenuare $|x_e|/|x_i|$, în planul frecvențelor, fiind caracterizat printr-un spectru continuu (fig. 17.4).

Prin înmulțirea valorilor $|X_i|$ cu valorile funcției de atenuare $|x_e|/|x_i|$, aferente frecvențelor respective, se obține structura spectrală a mărimii de ieșire $|X_e|$ (rezultatul măsurătorii). Adunînd algebric fazele armonicilor mărimii de intrare $\underline{|X_i}$ cu cele introduse de răspunsul sistemului de măsurare φ, se obțin fazele armonicilor care descriu variația mărimii de ieșire $\underline{|X_e}$ (fig. 17.4).

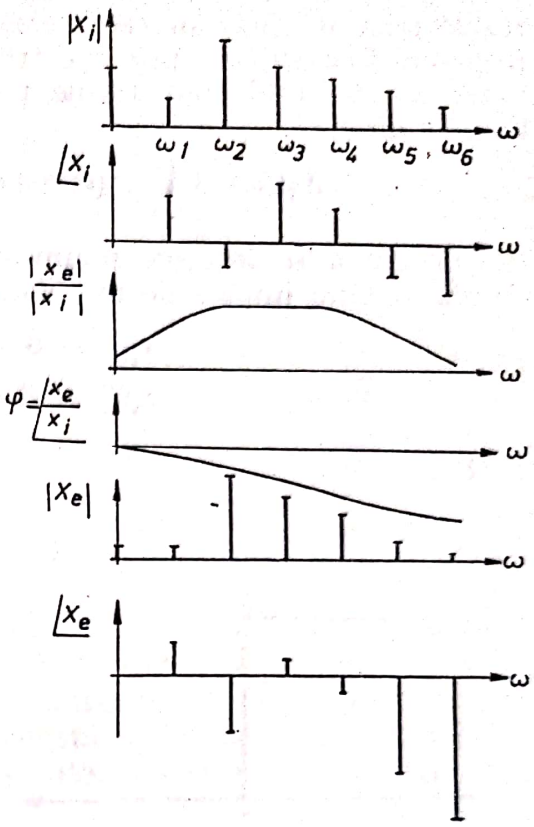


Fig. 17.4

Ca rezultat al investigației experimentale se obține variația, în domeniul timpului, a mărimii de ieșire din aparatul de măsurare $x_e(t)$. Determinînd spectrul de frecvențe al acestei mărimi $|X_e|$ precum și relațiile de fază $\underline{|X_e}$ se poate stabili, în faza finală de prelucrare a datelor, pe baza funcțiilor de răspuns ale aparaturii folosite $[|x_e|/|x_i|, \varphi]$, structura reală, în domeniul frecvențelor, a mărimii de intrare:

$$|X_i| = \frac{|X_e|}{|x_e|/|x_i|}, \tag{17.6}$$

$$\underline{|X_i} = \underline{|X_e} - \varphi. \tag{17.7}$$

Revenind apoi în domeniul timp se poate exprima, cu o relație de tipul (17.1), alura reală de variație a mărimii supuse operației de măsurare.

17.2. STUDIUL STRUCTURII SPECTRALE A MĂRIMILOR TRANZITORIU VARIABILE

În această categorie se includ acele mărimi care execută o variație oarecare, în timp, între două stări de echilibru. Asemenea situații se întîlnesc la măsurarea șocurilor la care sînt supuse structurile mecanice, a șocurilor termice în organele de mașini, a variației de temperatură a unui organ de mașină termică la schimbarea regimului de funcționare etc.

În cazul variațiilor tranzitorii simple, idealizate sub formă de treaptă sau rampă, este posibilă integrarea, pe cale analitică, a ecuației diferențiale ce guvernează comportarea dinamică a aparatului de măsurare, determinîndu-se astfel răspunsul acestuia (v. cap. 2). În cazurile reale însă, mărimea tranzitoriu variabilă este cunoscută, ca rezultat al experimentului, sub forma reprezentării ei grafice în planul timpului. Pentru interpretarea corectă a

Scanned with OKEN Scanner

rezultatelor măsurărilor este necesar și în acest caz să se exprime variația, în planul frecvențelor, prin spectrul ei de frecvențe și relațiile de fază. Rezolvarea acestei probleme devine posibilă prin intermediul unei transformări Fourier directe[1]:

$$X_i(j\omega) = \int_0^\infty x_i(t) \cos \omega t \cdot dt - j \int_0^\infty x_i(t) \sin \omega t \cdot dt. \tag{17.8}$$

Pentru a se înțelege semnificația transformării se consideră exemplul simplu al unui impuls de mărime constantă:

$$\begin{aligned} x_i(t) &= 0 \to t \leqslant 0; \quad t > T \\ x_i(t) &= A \to 0 < t < T \end{aligned} \tag{17.9}$$

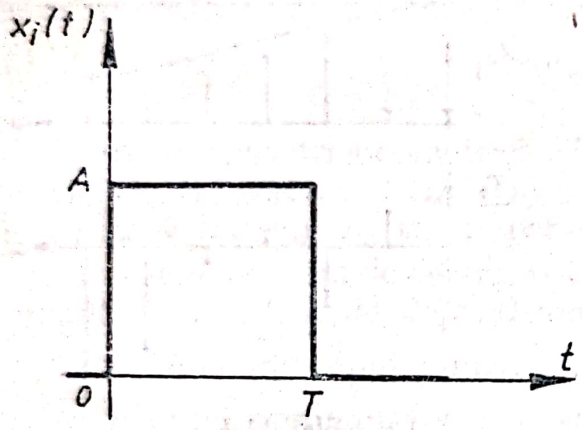


Fig. 17.5

a cărui reprezentare grafică este redată în figura 17.5.

Aplicînd transformarea (17.8) relațiilor (17.9) se obține:

$$X_i(j\omega) = \int_0^T A \cos \omega t \cdot dt - j \int_0^T A \sin \omega t \cdot dt =$$

$$= \frac{A}{\omega} \sin \omega T + j \frac{A}{\omega} (\cos \omega T - 1), \tag{17.10}$$

sau

$$\begin{cases} X_i(j\omega) = \dfrac{\sqrt{2}}{\omega} A \sqrt{1 - \cos \omega T}\, e^{j\varphi} \\ \varphi = \operatorname{arctg} \left[\dfrac{\cos \omega T - 1}{\sin \omega T} \right]. \end{cases} \tag{17.11}$$

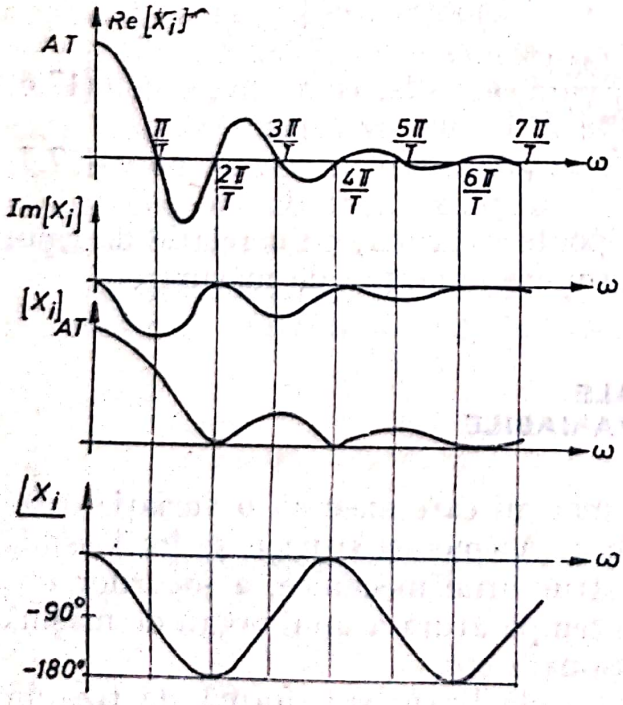


Fig. 17.6

Reprezentarea grafică, în planul frecvențelor, a relațiilor (17.10) și (17.11) este redată în figura 17.6.

Se observă că, în cazul variației tranzitorii, mărimea considerată se caracterizează printr-un *spectru continuu de frecvențe*. Pentru o valoare particulară a frecvenței, valoarea semnalului este nulă, în schimb, pe un domeniu de frecvențe, în jurul acestei valori, există o cantitate finită de semnal. Transformata Fourier $X_i(j\omega)$ trebuie interpretată deci, ca densitate de semnal pe increment de frecvență.

[1] Transformarea Fourier directă este un caz particular al transformării Laplace definită prin relația $X(j\omega) = \int_0^\infty x(t)\, e^{-st}\, dt$, unde $s = \sigma + j\omega t$ este o mărime complexă. În cazul particular $\sigma = 0$, cele două transformări devin identice.

Scanned with OKEN Scanner

Revenirea în planul timp se face prin intermediul unei transformări Fourier inverse, definite prin relaţia:

$$x_i(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \mathrm{Re}\,[X_i(j\omega)] \cos \omega t \cdot d\omega, \tag{17.12}$$

pentru $0 < t < T$.

Într-adevăr, aplicînd relaţia (17.12) transformatei (17.10) se obţine:

$$x_i(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{A \sin \omega T}{\omega} \cos \omega t \cdot d\omega, \tag{17.13}$$

de unde, după integrare, se deduce:

$$\begin{cases} x_i(t) = 0 \rightarrow t < 0 \\ x_i(t) = A \rightarrow 0 < t < T \\ x_i(t) = A/2 \rightarrow t = T \\ x_i(t) = 0 \rightarrow t > T. \end{cases} \tag{17.14}$$

Între acest rezultat şi relaţiile de definiţie (17.9) există totuşi o deosebire şi anume: pentru $t = T$ funcţia $x_i(t)$ nu poate fi definită matematic în mod precis, ea putînd lua orice valori cuprinse între zero şi A. Practica uzuală, pentru tratarea acestei discontinuităţi, constă în considerarea funcţiei ca fiind continuă şi conferindu-i valoarea de mijloc a treptei de discontinuitate.

În practică, variaţia tranzitorie se măsoară experimental şi este cunoscută, ca atare, sub forma reprezentării ei grafice în planul timpului. În acest caz, determinarea, pe cale grafică, sau numeric pe calculatorul electronic, a transformatei Fourier directe este ilustrată în figura 17.7. Aplicarea acestei metode presupune parcurgerea următoarelor etape:

a) selectarea unui număr de valori distincte ale pulsaţiei (de exemplu ω_1);

b) trasarea în planul timp a funcţiei $\cos \omega_1 t$;

c) înmulţirea punct cu punct a funcţiilor $x_i(t)$ şi $\cos \omega_1 t$;

d) trasarea graficului funcţiei $x_i(t) \cos \omega_1 t$ şi integrarea numerică în vederea determinării ariei cuprinse între curbă şi axa timpului (a_1);

e) trasarea în mod asemănător a graficului funcţiei $x_i(t) \cdot \sin \omega_1 t$ şi integrarea numerică în vederea determinării ariei cuprinse între curbă şi axa timpului (b_1);

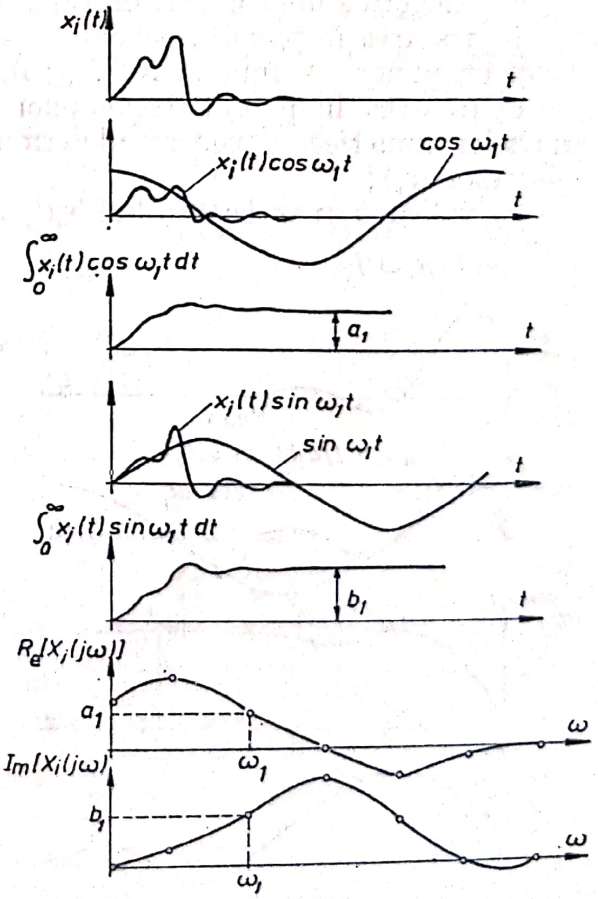


Fig. 17.7

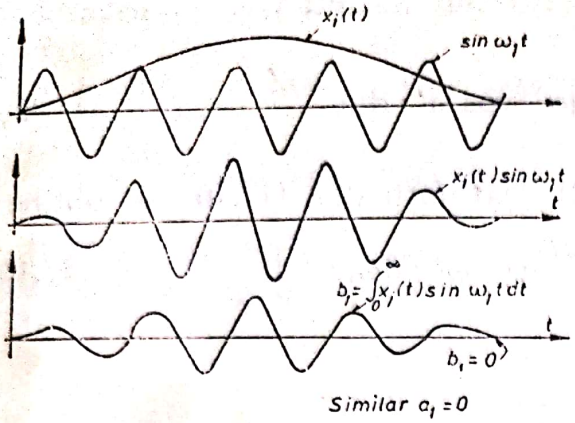


Fig. 17.8

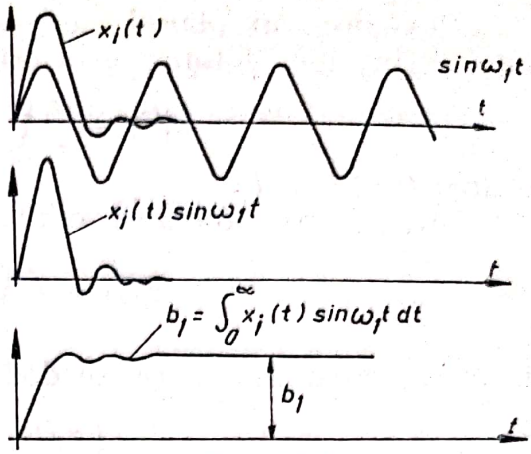


Fig. 17.9

f) reprezentarea în planul frecvențelor a transformatei Fourier pentru pulsația considerată ω_1: $\mathrm{Re}[X_i(j\omega_1)] = a_1$, $\mathrm{Im}[X_i(j\omega_1)] = b_1$;

g) repetarea acestei secvențe de operații pentru o serie de valori ale pulsației ω, pînă la trasarea completă, punct cu punct, a transformatei Fourier.

Cu cît tranzitul este de durată mai mică cu atît el conține frecvențe mai înalte; un tranzit de durată mare va conține o bandă îngustă de frecvențe joase. Această situație este sugerată de figurile 17.8 și 17.9.

Transformarea Fourier inversă poate fi descrisă, în mod asemănător, prin următoarea secvență de operații (fig. 17.10):

a) selectarea unui număr de valori discrete ale timpului t (de exemplu t_1);

b) trasarea în planul frecvențelor a funcției cos ωt_1 și înmulțirea acesteia, punct cu punct, cu funcția $\mathrm{Re}[X_i(j\omega)]$;

c) trasarea în planul frecvențelor a funcției $\mathrm{Re}[X_i(j\omega)]\cos\omega t_1$ și integrarea ei numerică în vederea determinării ariei cuprinse între curbă și axa pulsațiilor (c_1);

d) valoarea funcției căutate $x_i(t)$ la timpul t_1 este $2c_1/\pi$;

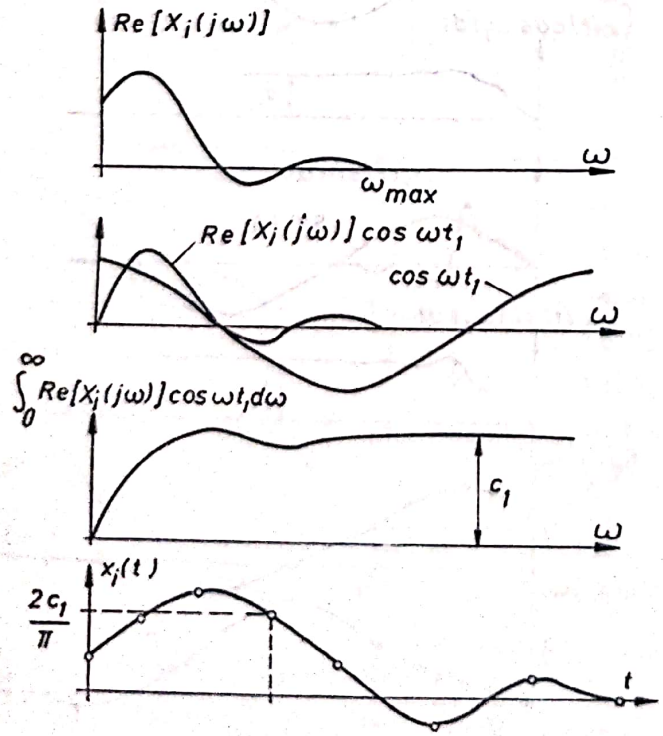


Fig. 17.10

e) repetarea acestei secvențe de operații pentru o serie de valori ale timpului t pînă la trasarea completă, punct cu punct, a funcției $x_i(t)$.

Importanța cunoașterii transformatei Fourier a mărimii tranzitoriu variabile constă în posibilitatea de evaluare corectă a rezultatelor unei măsurători, în funcție de răspunsul dinamic al aparaturii folosite.

Corectarea rezultatelor experimentale se efectuează, de o manieră identică cu cea descrisă în cazul mărimilor periodic variabile, prin aplicarea relațiilor (17.6) și (17.7).

Determinarea experimentală directă a structurii spectrale a mărimilor tranzitorii se face cu ajutorul unei aparaturi speciale care realizează

Scanned with OKEN Scanner

transformata Fourier[1] conform metodei descrise prin eşantionarea şi memorarea prealabilă a funcţiei cercetate.

O altă posibilitate de apreciere a structurii spectrale a semnalului tranzitoriu o constituie determinarea densităţii spectrale de putere. Întrucît acest parametru este specific mărimilor aleatoriu variabile, semnificaţia sa va fi prezentată în paragraful următor.

Pentru ca rezultatele obţinute să fie corecte este necesar ca funcţia asupra căreia se operează transformarea Fourier să aibă toate derivatele nule, la momentul în care se consideră că începe tranzitul, cu alte cuvinte, starea iniţială să fie staţionară. Marea majoritate a situaţiilor întîlnite în practică respectă această condiţie.

17.3. STUDIUL STRUCTURII MĂRIMILOR ALEATORIU VARIABILE

Variaţia aleatorie este acea variaţie ale cărei caracteristici nu pot fi descrise decît cu ajutorul metodelor statisticii matematice. Studiul acestui tip de variaţie devine din ce în ce mai important întrucît ea descrie, mai realist, multe procese fizice. Într-adevăr, toate mărimile fizice, variabile în timp, conţin un anumit grad de dispersie stochastică, chiar atunci cînd caracterul predominant este acela de periodicitate; de exemplu, dispersia ciclică ce afectează variaţia presiunii din cilindrul unui motor cu aprindere prin scînteie.

În cazul cel mai general o variaţie aleatorie poate apărea suprapusă peste o valoare medie a semnalului studiat. Întrucît ceea ce prezintă interes este partea variabilă a semnalului, se face abstracţie, în continuare, de valoarea medie constantă a acestuia (fig. 17.11). Astfel, eliminîndu-se componenta continuă (constantă) a semnalului, rezultă că media variaţiei aleatorii va fi nulă. În vederea aprecierii intensităţii medii a variaţiei semnalului studiat, se recurge la măsurarea *valorii medii pătratice*:

$$\overline{x_i^2(t)} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_i^2(t)\, dt, \qquad (17.15)$$

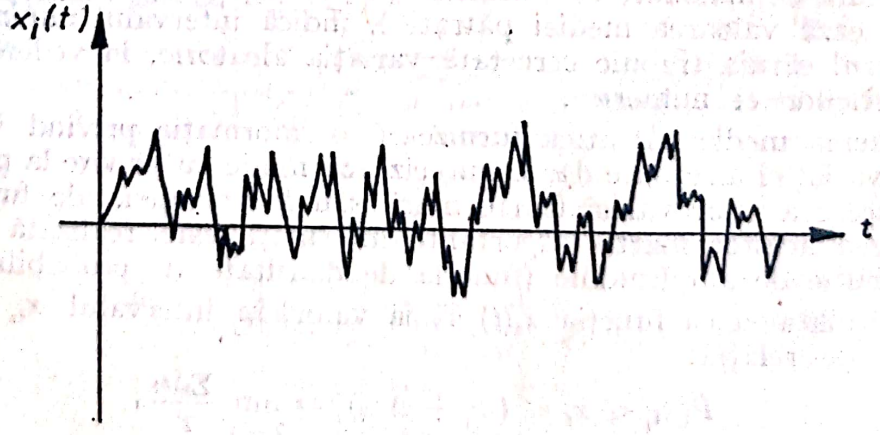


Fig. 17.11

[1] De exemplu transformatorul Fourier TFN 1024 (Schlumberger) care permite trasarea transformatei în 4 s, prin eşantionarea a 1024 puncte ale funcţiei studiate.

Scanned with OKEN Scanner

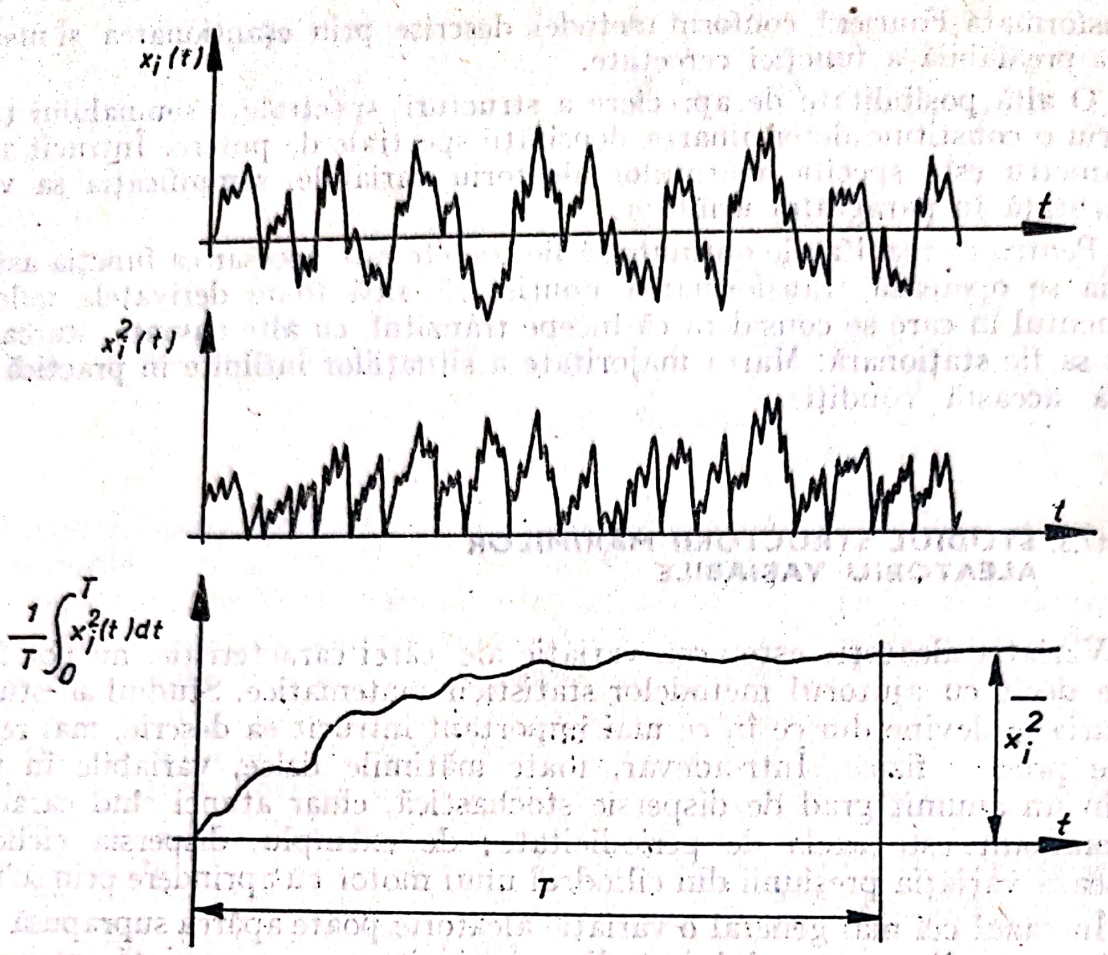


Fig. 17.12

sau a *valorii rădăcinii medii pătratice* (RMS):

$$[x_i(t)]_{\text{RMS}} = \sqrt{\overline{x_i^2(t)}}. \tag{17.16}$$

Modul de determinare al acestor mărimi este ilustrat în figura 17.12 iar aparatura de măsurare este descrisă în § 3.6.1. Durata, pe parcursul căreia se stabilizează valoarea mediei pătratice, indică intervalul minim de timp, în interiorul căruia trebuie cercetată variația aleatorie, în vederea stabilirii caracteristicilor ei numerice.

Rădăcina medie pătratică furnizează o informație privind intensitatea medie a variației aleatoare dar nu precizează nimic cu privire la posibilitatea de producere a unor valori foarte mari, sau foarte mici, ale funcției $x_i(t)$. Specificarea acestor foarte importante informații este realizată de funcția de distribuție de amplitudine (funcția de densitate de probabilitate) $p(x_i)$.

Probabilitatea ca funcția $x_i(t)$ să ia valori în intervalul $x_{i_1} + \Delta x_i$ este precizată de relația:

$$P[x_{i_1} < x_i < (x_{i_1} + \Delta x_i)] = \lim_{T\to\infty} \frac{\Sigma \Delta t_i}{T}, \tag{17.17}$$

unde $\Sigma \Delta t_i$ reprezintă durata totală, petrecută de funcția $x_i(t)$ în intervalul de mărime $(x_{i_1} + \Delta x_i)$, în decursul intervalului de timp T (fig. 17.13).

Scanned with OKEN Scanner

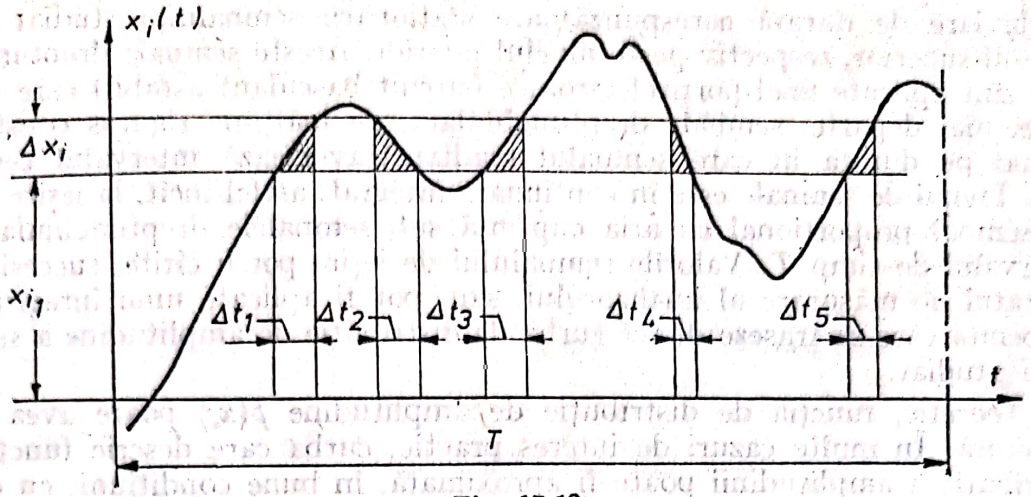


Fig. 17.13

Funcţia de distribuţie de amplitudine se defineşte, în consecinţă, ca limită a acestei probabilităţi cînd Δx_i tinde către zero:

$$p(x_i) = \lim_{\Delta x_i \to 0} \frac{P[x_{i_1} < x_i < (x_{i_1} + \Delta x_i)]}{\Delta x_i}. \qquad (17.18)$$

Determinarea practică a curbei de distribuţie a amplitudinii se efectuează cu ajutorul analizoarelor de densitate a probabilităţii. Schema bloc a unui asemenea analizor este reprezentată în figura 17.14.

Semnalul aplicat la intrarea analizorului este redus printr-un atenuator la o valoare eficace normalizată, de 1 V_{RMS}. Acestui semnal normalizat i se suprapune un nivel variabil de tensiune continuă, astfel încît, să aducă, în zona de lucru a detectorului de nivel, porţiunea dorită a semnalului studiat. Cele două secţiuni ale detectorului de nivel (§ 3.4.3) produc semnale drept-

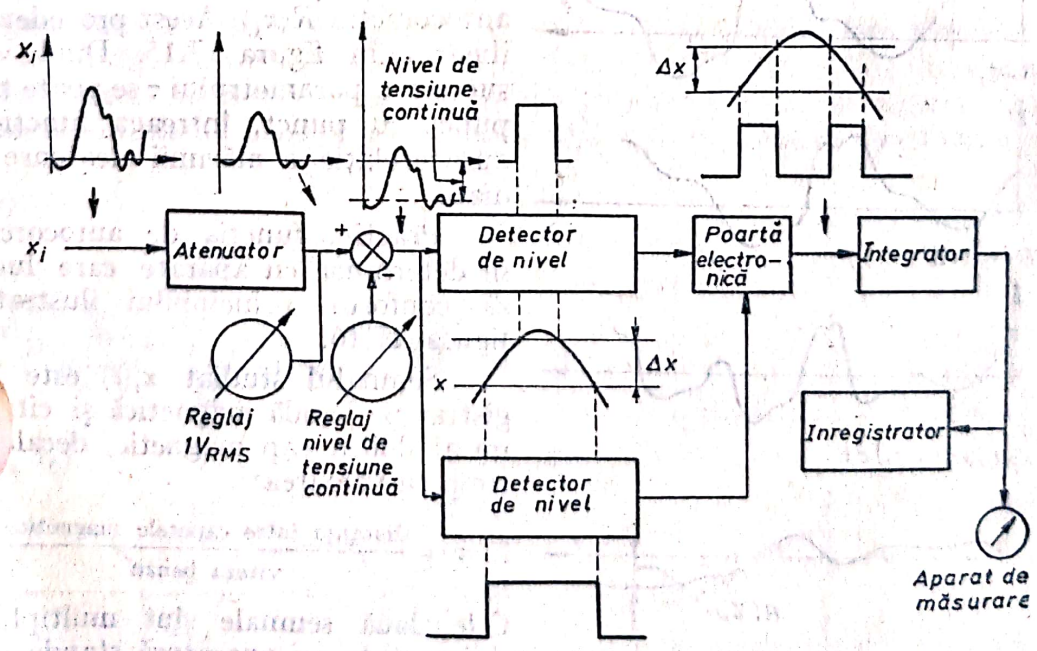


Fig. 17.14

unghiulare de durată corespunzătoare staționării semnalului studiat peste nivelul superior, respectiv peste nivelul inferior. Aceste semnale dreptunghiulare sînt aplicate unei porți electronice (circuit basculant astabil) care transmite, mai departe, semnale dreptunghiulare, de înălțime riguros constantă, numai pe durata în care semnalul studiat traversează intervalul cercetat Δx_i. Trenul de semnale este în continuare integrat, astfel încît, la ieșire apare un semnal proporțional cu aria cuprinsă sub semnalele dreptunghiulare, în intervalul de timp T. Valorile semnalului de ieșire pot fi citite, succesiv, pe aparatul de măsurare al analizorului, sau, pot fi aplicate unui înregistrator cu peniță care să traseze direct curba de distribuție de amplitudine a semnalului studiat.

Teoretic, funcția de distribuție de amplitudine $p(x_i)$ poate avea orice structură. În multe cazuri de interes practic, curba care descrie funcția de distribuție a amplitudinii poate fi aproximată, în bune condițiuni, cu o distribuție de tip normal (Gaussian).

Rădăcina medie pătratică și funcția de distribuție de amplitudine furnizează informații cu privire la intensitatea mărimii aleatoare variabile. Informațiile privind rapiditatea cu care se desfășoară variația sînt furnizate de *funcția de autocorelație* și de *densitatea spectrală de putere*.

Funcția de autocorelație $R(\tau)$, a unei mărimi aleatoare variabile, este definită prin relația:

$$R(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_0^T x_i(t) x_i(t+\tau)\, dt. \qquad (17.19)$$

Pentru obținerea funcției $R(\tau)$ se trasează curba $x_i(t)$ și se alege o valoare $\tau = \tau_1$ cu care se translatează curba $x_i(t)$, în lungul axei timpului. Curba inițială și cea translatată se multiplică, punct cu punct, iar curba astfel rezultată se integrează în vederea obținerii unei valori particulare a funcției de autocorecție $R(\tau_1)$. Acest procedeu este ilustrat în figura 17.15. Dînd valori succesive parametrului τ se poate trasa, punct cu punct, întreaga funcție de autocorelație a mărimii aleatoare studiate.

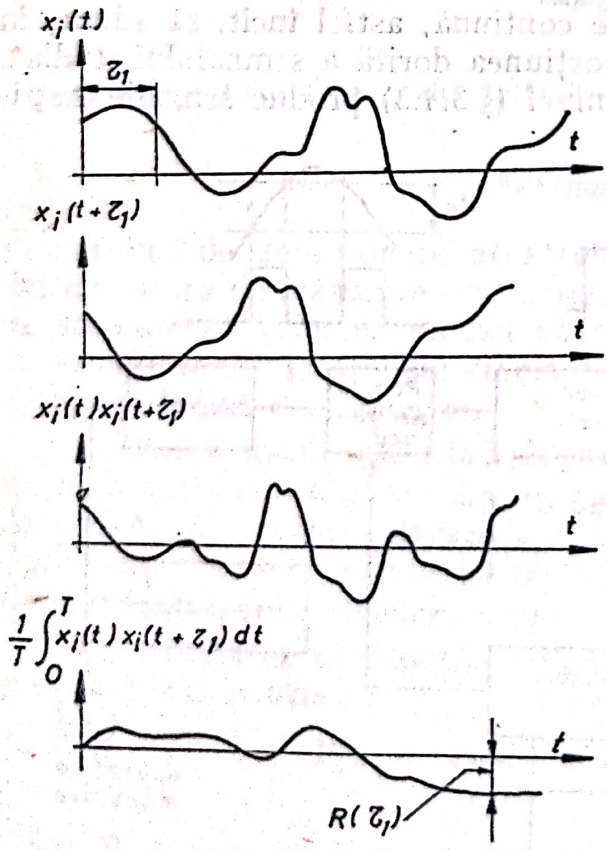


Fig. 17.15

Practic, funcția de autocorelație se determină cu aparate care lucrează conform principiului ilustrat în figura 17.16.

Semnalul studiat $x_i(t)$ este înregistrat pe bandă magnetică și citit cu un al doilea cap magnetic, decalat în timp cu valoarea:

$$\tau = \frac{\text{distanța între capetele magnetice}}{\text{viteza benzii}}.$$

Cele două semnale sînt multiplicate și integrate cu aparatură standard de

Scanned with OKEN Scanner

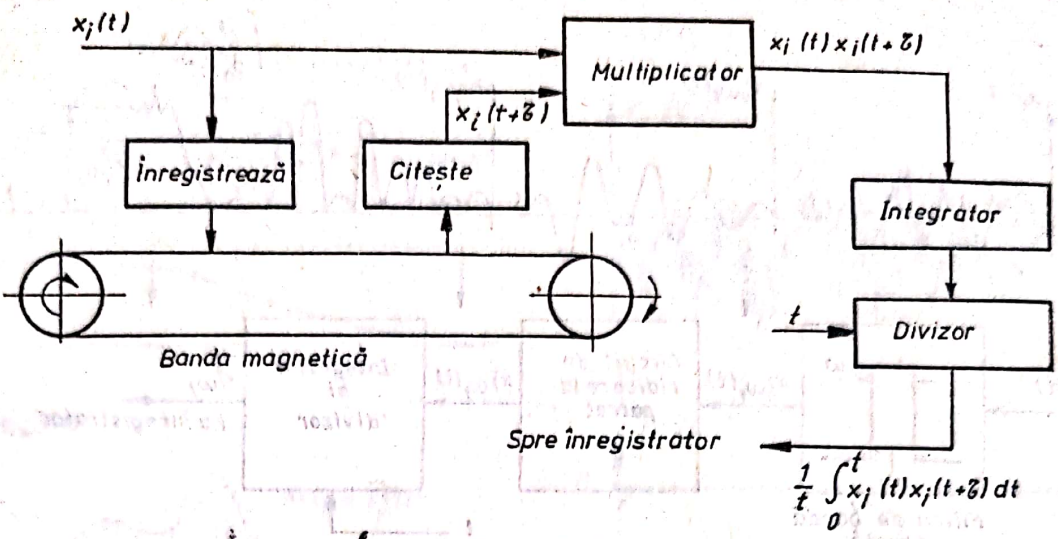


Fig. 17.16

calculator analogic, iar semnalul de ieşire este citit sau înregistrat. Prin modificarea distanţei dintre capetele magnetice se poate determina, punct cu punct, funcţia de autocorelaţie a semnalului studiat. Aparatura specială, destinată stabilirii funcţiei de autocorelaţie, utilizează sistemul cu înregistrare pe bandă, numai pentru valori relativ mari ale decalajelor dorite (> 100 ms). Decalajele mai mici se obţin cu ajutorul unor circuite speciale de întîrziere.

Pentru un proces aleator staţionar, se realizează egalitatea: $R(\tau) = R(-\tau)$. Funcţia de autocorelaţie capătă valoarea maximă la $\tau = 0$, cînd funcţiile care se multiplică sînt în fază. Pe măsură ce decalajul dintre funcţiile ce se multiplică creşte, defazajele se amplifică producînd scăderea ariei cuprinse sub curba care reprezintă produsul celor două funcţii. Cu cît semnalul aleator variază mai rapid, cu atît funcţia de autocorelaţie va fi mai sensibilă la efectul de decalare, valoarea lui $R(\tau)$ scăzînd rapid cu creşterea lui τ (fig. 17.17).

Densitatea spectrală de putere constituie alt parametru care permite definirea rapidităţii de variaţie a unui mărimi aleatorii. Acest parametru transferă în planul frecvenţelor aceeaşi informaţie pe care funcţia de autocorelaţie o furnizează în planul timp. Matematic se poate demonstra că densitatea spec-

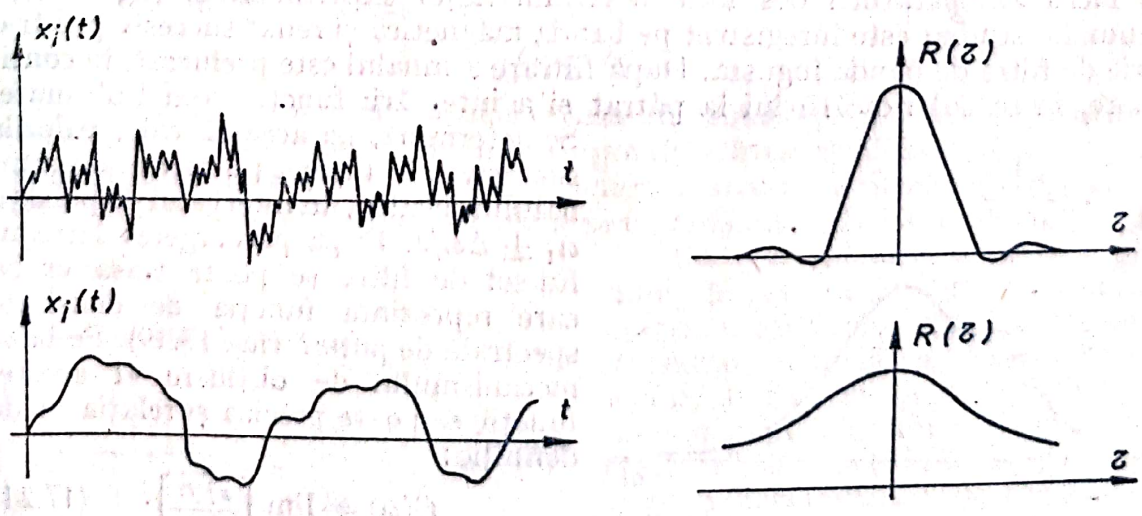


Fig. 17.17

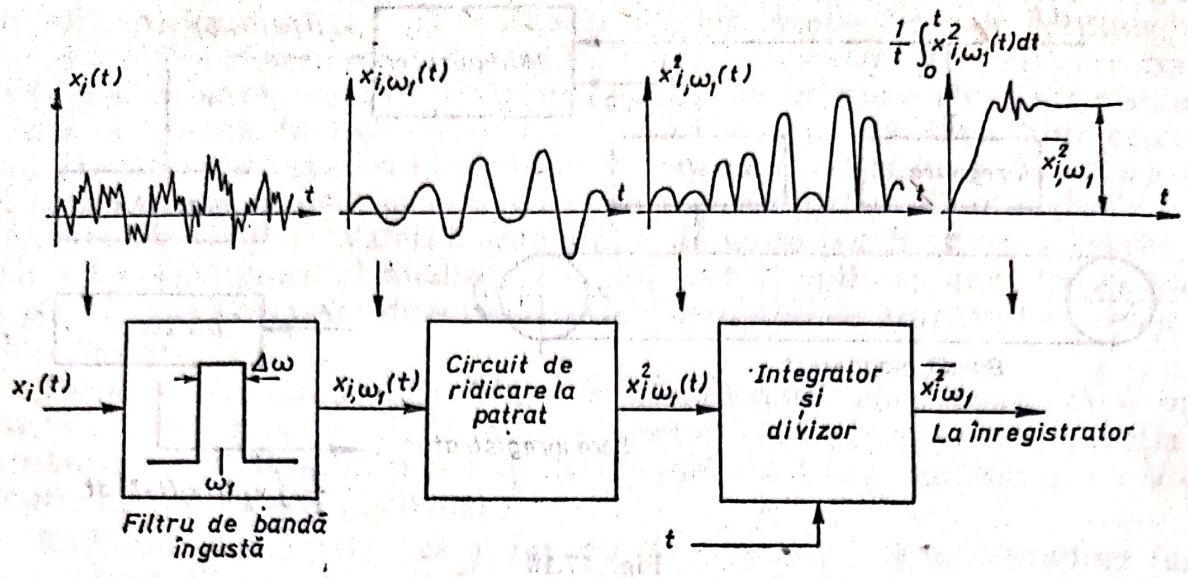


Fig. 17.18

trală de putere reprezintă transformata Fourier a funcției de autocorelație (relațiile lui Wiener-Hincin).

Pentru a se înțelege semnificația fizică a funcției de densitate spectrală de putere se consideră o funcție periodică dezvoltată în serie trigonometrică

$$x(t) = C_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + C_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) + \ldots,$$

pentru care, se poate demonstra simplu că valoarea medie pătratică a funcției este egală cu suma valorilor mediilor pătratice ale componentelor armonice:

$$\overline{x^2(t)} = \frac{1}{2}[C_1^2 + C_2^2 + \ldots]. \qquad (17.20)$$

Această concluzie se poate transfera, în mod similar, mărimilor aleatoare variabile, cu observația că, datorită spectrului continuu de frecvențe al acestora din urmă, în locul valorilor discrete ale frecvenței (pulsației) trebuie considerate intervale finite de frecvențe (pulsații). Modul de obținere al funcției de densitate spectrală de putere este cel mai bine ilustrat de principiul de lucru al aparaturii destinate determinării ei experimentale (fig. 17.18). Semnalul studiat este înregistrat pe bandă magnetică și redat succesiv printr-o serie de filtre de bandă îngustă. După filtrare semnalul este prelucrat, în continuare, în sensul ridicării lui la pătrat și a integrării funcției astfel obținute. Se determină, pe această cale, valorile succesive ale mediei pătratice ale semnalului aleator, în intervalul de pulsații $\omega_1 \pm \Delta\omega/2$. După parcurgerea întregului set de filtre se poate trasa curba care reprezintă funcția de densitate spectrală de putere (fig. 17.19). Pe baza mecanismului de obținere al acestei funcții se poate preciza și relația ei de definiție:

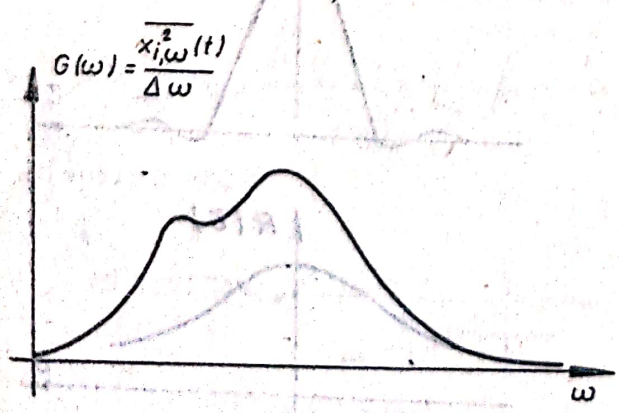


Fig. 17.19

$$G(\omega) = \lim_{\Delta\omega \to 0}\left[\frac{\overline{x_i^2(t)}}{\Delta\omega}\right]. \qquad (17.21)$$

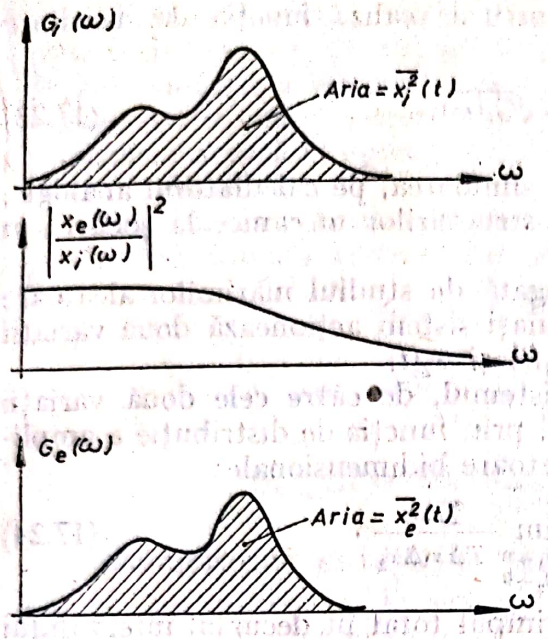


Fig. 17.20

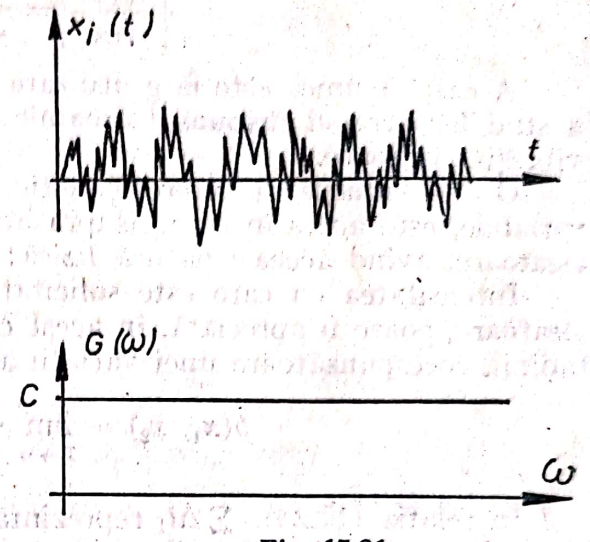


Fig. 17.21

Mai corect, denumirea funcției ar trebui să fie aceea de: densitate spectrală a mediei pătratice. Terminologia de densitate spectrală de putere provine din telecomunicații, unde această funcție a fost utilizată pentru prima oară, $x_i(t)$ reprezentînd tensiunea aplicată unei rezistențe unitare ($R = 1\ \Omega$). Ca urmare funcția $G(\omega)$ capătă astfel dimensiunea: W/rad/s. În realitate, *densitatea spectrală a mediei pătratice* este un concept matematic ce poate fi aplicat oricărei mărimi fizice.

Determinarea densității spectrale de putere a semnalului aleatoriu măsurat permite corectarea rezultatelor măsurătorii în funcție de caracteristica dinamică de atenuare a aparaturii experimentale folosite (fig. 17.20):

$$G_e(\omega) = G_i(\omega) \left|\frac{x_e(\omega)}{x_i(\omega)}\right|^2 . \tag{17.22}$$

O configurație particulară a curbei de densitate spectrală de putere o are așa-numitul „zgomot alb". Un asemenea semnal posedă, teoretic, toate frecvențele în egală măsură (fig. 17.21).

$$G(\omega) = C. \tag{17.23}$$

În realitate, nu se poate obține însă un zgomot perfect alb, generatoarele special construite producînd numai o aproximată a semnalului teoretic. Această aproximată este suficient de corectă pentru marea majoritate a cazurilor de interes practic, asigurînd o curbă plată pe o gamă mare de frecvențe (fig. 17.22).

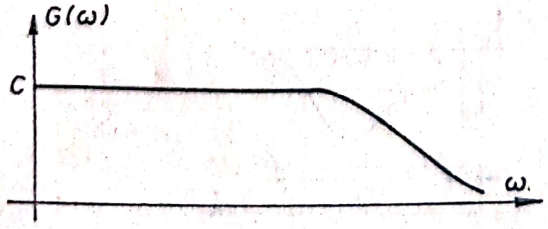


Fig. 17.22

Cu ajutorul unui asemenea generator de zgomot alb poate fi realizată practic orice formă dorită a curbei de densitate spectrală de putere, trecînd semnalul generat printr-un filtru cu caracteristici adecvate. Pe baza relațiilor (17.22) și (17.21) se poate determina caracteristica de atenuare, în

planul frecvențelor, a filtrului necesar pentru a realiza funcția de densitate spectrală de putere dorită $G_e(\omega)$:

$$\left|\frac{x_e(\omega)}{x_i(\omega)}\right| = \frac{1}{\sqrt{c}}\sqrt{G_e(\omega)}. \tag{17.23}$$

Această tehnică este larg utilizată în simularea, pe calculatorul analogic, a studiilor privind răspunsul dinamic al structurilor mecanice la șocuri sau vibrații aleatoare.

O altă situație de interes practic, legată de studiul mărimilor aleatoare variabile, este aceea în care, asupra aceluiași sistem acționează două variații aleatoare, avînd aceeași natură fizică: $x_1(t)$ și $x_2(t)$.

Intensitatea cu care este solicitat sistemul, de către cele două variații aleatoare, poate fi apreciată, în acest caz, prin funcția de distribuție a amplitudinii, corespunzătoare unei variații aleatoare bidimensionale:

$$p(x_1, x_2) = \lim_{T\to\infty} \cdot \lim_{\substack{\Delta x_1 \to 0 \\ \Delta x_2 \to 0}} \frac{\Sigma \Delta t_i}{T \Delta x_1 \Delta x_2}. \tag{17.24}$$

În relația (17.24), $\Sigma \Delta t_i$ reprezintă timpul total în decursul intervalului T, pe durata căruia mărimile $x_1(t)$ și $x_2(t)$ iau simultan valori cuprinse în domeniile $x_{1i} + \Delta x_1$ și respectiv $x_{2i} + \Delta x_2$ (fig. 17.23). Determinarea practică a funcției de distribuție a amplitudinii se face, în acest caz, cu un analizor cu două canale de intrare, funcționînd fiecare după același principiu ca și analizorul pentru mărimi aleatoare monodimensionale (fig. 17.14).

Interdependențele posibile, dintre cele două mărimi aleatoare variabile, sînt puse în evidența de către *funcția* lor *de intercorelație* (corelație reciprocă):

$$R_{x_1x_2}(\tau) = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_0^T x_1(t)\, x_2(t+\tau)\, dt. \tag{17.25}$$

Punctele de maximum ale acestei funcții permit determinarea eventualelor corelații, existente între cele două variații aleatorii, precum și amploarea acestor corelații. De asemenea, funcția de intercorelație permite evidențierea mecanismului de transmitere a unui semnal printr-un sistem. De exemplu, se plasează pe un element al unei structuri o sursă de vibrații și se măsoară vibrația pe care o execută un alt element al structurii. Mișcarea vibratorie

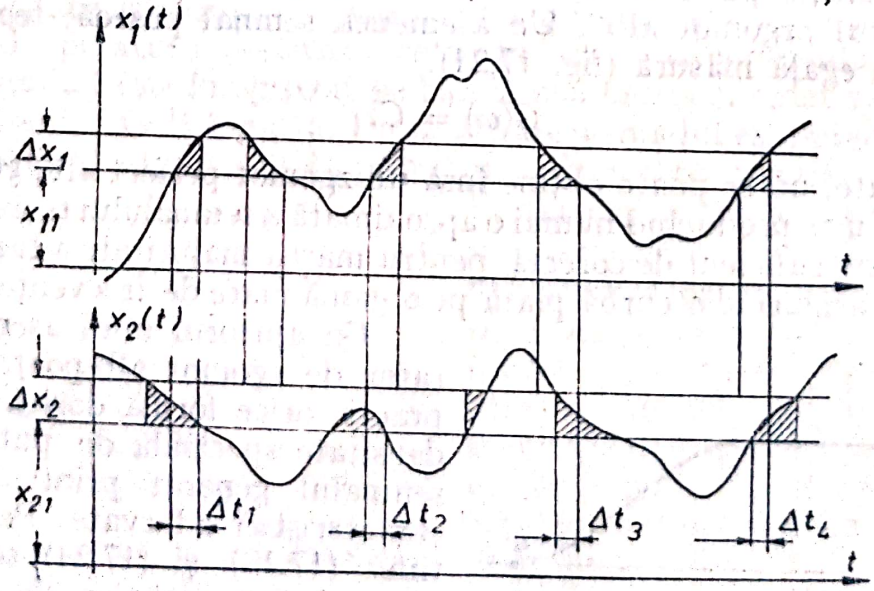


Fig. 17.23

se transmite parțial prin elementele structurii, parțial prin aer, timpii de transmisie fiind: τ_s și respectiv τ_a. Dacă se determină experimental funcția de intercorelație a vibrațiilor în cele două elemente ale structurii și se găsește o valoare mai mare pentru $\tau = \tau_a$, decît pentru $\tau = \tau_s$, se poate deduce că transmisia acustică reprezintă calea principală de transmitere a vibrației în sistemul considerat.

Structura spectrală complexă, a variației aleatoare bidimensionale, este precizată de funcția de densitate spectrală de putere a funcției de intercorelație:

$$G_{x_1x_2}(\omega) = C_{x_1x_2}(\omega) - jQ_{x_1x_2}(\omega), \tag{17.26}$$

unde

$$C_{x_1x_2}(\omega) = \lim_{T\to\infty} \cdot \lim_{\Delta\omega\to 0} \frac{1}{T\Delta\omega} \int_0^T (x_{1,\Delta\omega})\,(x_{2,\Delta\omega})\,dt, \tag{17.27}$$

$$Q_{x_1x_2}(\omega) = \lim_{T\to\infty} \cdot \lim_{\Delta\omega\to 0} \frac{1}{T\Delta\omega} \int_0^T (x_{1,\Delta\omega})_{90^\circ}\,(x_{2,\Delta\omega})\,dt. \tag{17.28}$$

Semnificațiile cantităților care intervin sub semnul de integrală sînt:

$(x_{1,\Delta\omega})$ = cantitatea de semnal trecută prin filtrul de bandă îngustă $\Delta\omega$, din mărimea $x_1(t)$;

$(x_{2,\Delta\omega})$ = cantitatea de semnal trecută prin filtrul de bandă îngustă $\Delta\omega$, din mărimea $x_2(t)$;

$(x_{1,\Delta\omega})_{90^\circ}$ = semnalul $(x_{1,\Delta\omega})$ defazat cu 90°.

Schema bloc a aparaturii destinate măsurării densității spectrale de putere a funcției de intercorelație este reprezentată în figura 17.24.

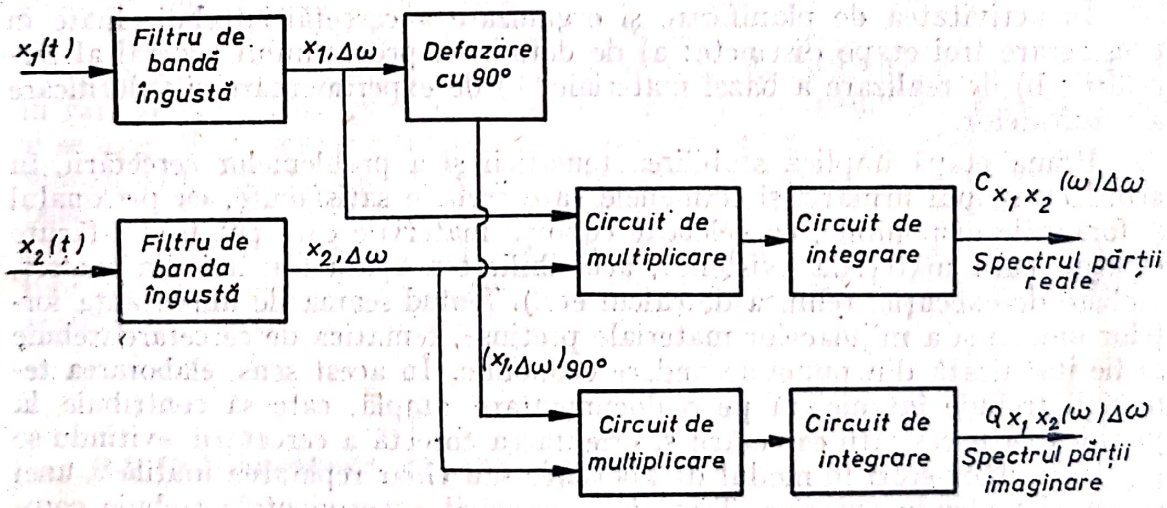


Fig. 17.24

BIBLIOGRAFIE

1. Doebelin, E.O. *Measurement Systems: Application and Design* (cap. 3). Mc. Graw-Hill, 1966.
2. Gnedenko, B. *Fondements théoriques de la radiotechnique statistique* (2 vol.). Ed. Mir-Moscova, 1972.
3. Ventsel, H. *Théorie des probabilités*. Ed. Mir—Moscova, 1973.
4. * * * *Random Vibration, Selected Reprints from Technical Rewiew*, Brüel & Kjaer, 1975.
5. * * * NORMA Technische Information (Colecția 1971—72).
6. * * * Cataloage și prospecte de la firmele: Brüel & Kjaer, DISA, NORMA, Schlumberger.

18

ORGANIZAREA ACTIVITĂȚII DE CERCETARE. SISTEME AUTOMATE DE ACHIZIȚIE ȘI PRELUCRARE A DATELOR

18.1. STRUCTURA GENERALĂ A UNUI PROGRAM DE CERCETARE

Cercetarea experimentală modernă, care își propune adesea rezolvarea unor probleme cu deosebite implicații practice, angajînd fonduri însemnate și colective numeroase, implică o importantă activitate de planificare și organizare, menită să confere eficiență cercetării. Această activitate condiționează rezolvarea problemelor propuse cu valorificarea la maximum a ansamblului de date experimentale și reducerea la minimum a erorilor de măsurare, cu asigurarea unei viteze maxime de experimentare și a unui cost minim al cercetării. Factorul de incertitudine, care există în orice activitate reală de cercetare, accentuează dificultatea operației de planificare și organizare care la rîndul său, trebuie să-i atenueze însă foarte mult influența.

În activitatea de planificare și organizare a cercetării trebuie luate în considerare trei etape distincte: a) de definire a programului general al cercetării; b) de realizare a bazei materiale; c) de experimentare și valorificare a rezultatelor.

Prima etapă implică stabilirea tematicii și a problemelor cercetării, în acord cu scopul urmărit și termenele care trebuie satisfăcute, cu personalul și fondurile disponibile, cu celelalte condiții materiale care pot fi satisfăcute (spațiu, baza materială existentă, accesibilitatea aparaturii noi din comerț, ateliere de execuție, tehnica de calcul etc.). Ținînd seama de importanța forțelor umane și a mijloacelor materiale pretinse, tematica de cercetare trebuie să fie justificată din punct de vedere economic. În acest sens, elaborarea tematicii trebuie întemeiată pe o documentare amplă, care să contribuie la justificarea necesității cercetării și orientarea corectă a cercetării, evitîndu-se repetarea unor erori în modul de abordare sau chiar repetarea inutilă a unei cercetări realizate anterior. Tematica cercetării experimentale trebuie coroborată de obicei și cu o tematică de studii teoretice, de care depinde de asemenea orientarea și dimensionarea judicioasă a întregii cercetări, precum și valorificarea optimă a rezultatelor.

Satisfacerea tuturor condițiilor menționate, în bună parte contradictorii, și care implică numeroși factori greu de evaluat, implică o activitate de mare răspundere, în care trebuie să intervină talentul, intuiția și experiența cercetătorilor. Rezultatul acestei etape reprezintă în orice caz un compromis obținut adesea la capătul unor corecții aduse succesiv celor trei categorii de elemente, tematica, ansamblul mijloacelor puse în joc și condițiile generale de execuție.

Scanned with OKEN Scanner

Realizarea bazei materiale a cercetării, în a doua etapă a cercetării, pretinde un volum de activitate de concepţie uneori foarte important. Pe baza particularităţilor cunoscute ale procesului sau fenomenului studiat, trebuie imaginată instalaţia care să evidenţieze aspectele de interes, să permită variaţia în limitele dorite a parametrilor care descriu procesul şi să asigure controlul mărimilor cu influenţă perturbatoare asupra rezultatelor cercetării. În strînsă legătură cu aceste preocupări, se efectuează analiza preliminară a gradului de incertitudine al experienţei şi se definesc caracteristicile necesare ale mijloacelor de măsură care trebuie asigurate apoi prin selecţie din fondul disponibil şi în alte cazuri, prin construcţia unor instrumente originale sau achiziţionate din comerţ. În fine, trebuie precizat programul de măsurări, pînă la nivelul stabilirii în detaliu a volumului şi a secvenţei măsurărilor, modul de lucru, în care nu trebuie omise normele de tehnica securităţii, modul de prelucrare a datelor şi tehnica subsecventă de înregistrare şi prelucrare. Realizarea tuturor acestor obiective trebuie pusă de acord cu fondurile aprobate anterior şi volumul general de activitate, cu capacitatea de execuţie a atelierelor specializate şi posibilitatea de achiziţie din comerţ, cu termenele stabilite şi gradul de experienţă al colectivului. Mai trebuie menţionat că întreaga activitate de realizare a bazei materiale se întemeiază pe o activitate teoretică, care susţine concepţia instalaţiei şi a programului de măsurări, care pregăteşte cifrele de referinţă şi interpretarea rezultatelor, şi în final asigură valorificarea rezultatelor. Această etapă se încheie prin verificarea generală a funcţionării instalaţiei şi a posibilităţii de respectare a modului prevăzut de lucru, făcîndu-se apel şi la cifrele de referinţă. Odată cu perfecţionările care se impun, se realizează şi antrenamentul colectivului pentru toate activităţile necesare în cursul experienţei.

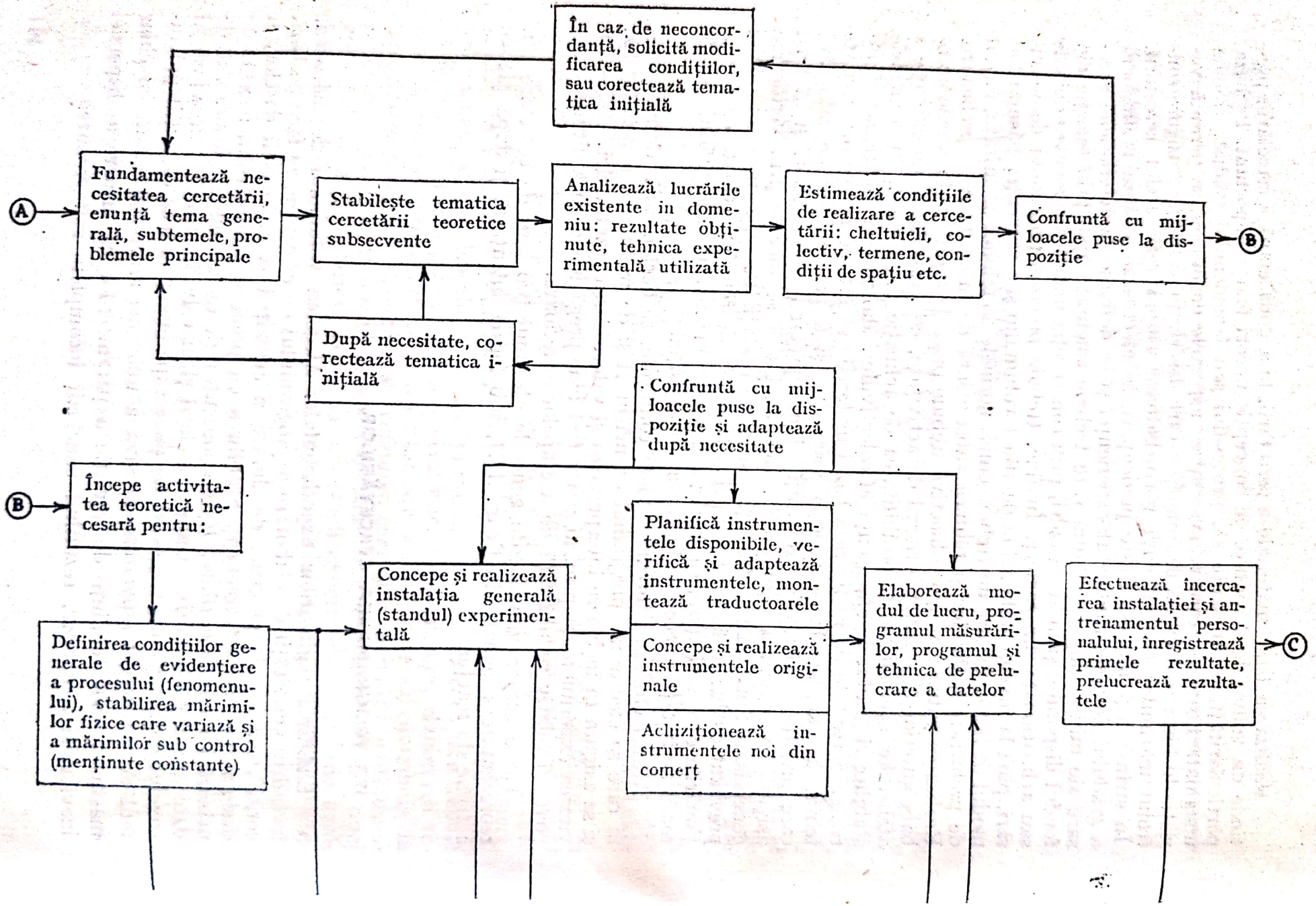
Atunci cînd sînt întrunite toate condiţiile, se declanşează ultima etapă, în care se efectuează programul de măsurări şi de prelucrare a rezultatelor, şi se asigură în încheiere interpretarea şi valorificarea rezultatelor. Dacă activitatea experimentală propriu-zisă a fost bine pregătită, durata ultimei etape poate fi relativ redusă faţă de a etapelor anterioare.

Toate aceste componente generale ale unui program de cercetare sînt reprezentate schematic în figura 18.1, sub formă înlănţuită şi după caz, cu acţiune de reacţie.

18.2. PROGRAMAREA CERCETĂRILOR

Stabilirea regimurilor experimentale. Alegerea volumului de măsurări, în cadrul activităţii de elaborare a programului de cercetare, se face pe baza considerentelor de precizie, de durată a achiziţiei şi prelucrării datelor, şi desigur, de cost al cercetării. Stabilirea cu precizie a numărului necesar de măsurări nu este posibilă. Este cunoscut însă că un număr insuficient de date are efecte negative asupra preciziei şi în cele din urmă, asupra justeţei concluziilor, după cum excesul de date experimentale încarcă inutil programul de cercetare; repetarea excesivă a unor măsurări poate antrena chiar mascarea unor tendinţe de variaţie a parametrilor ca urmare a dispersiei inevitabile a datelor, rezultînd concluzii incomplete sau eronate.

Scanned with OKEN Scanner



Scanned with OKEN Scanner

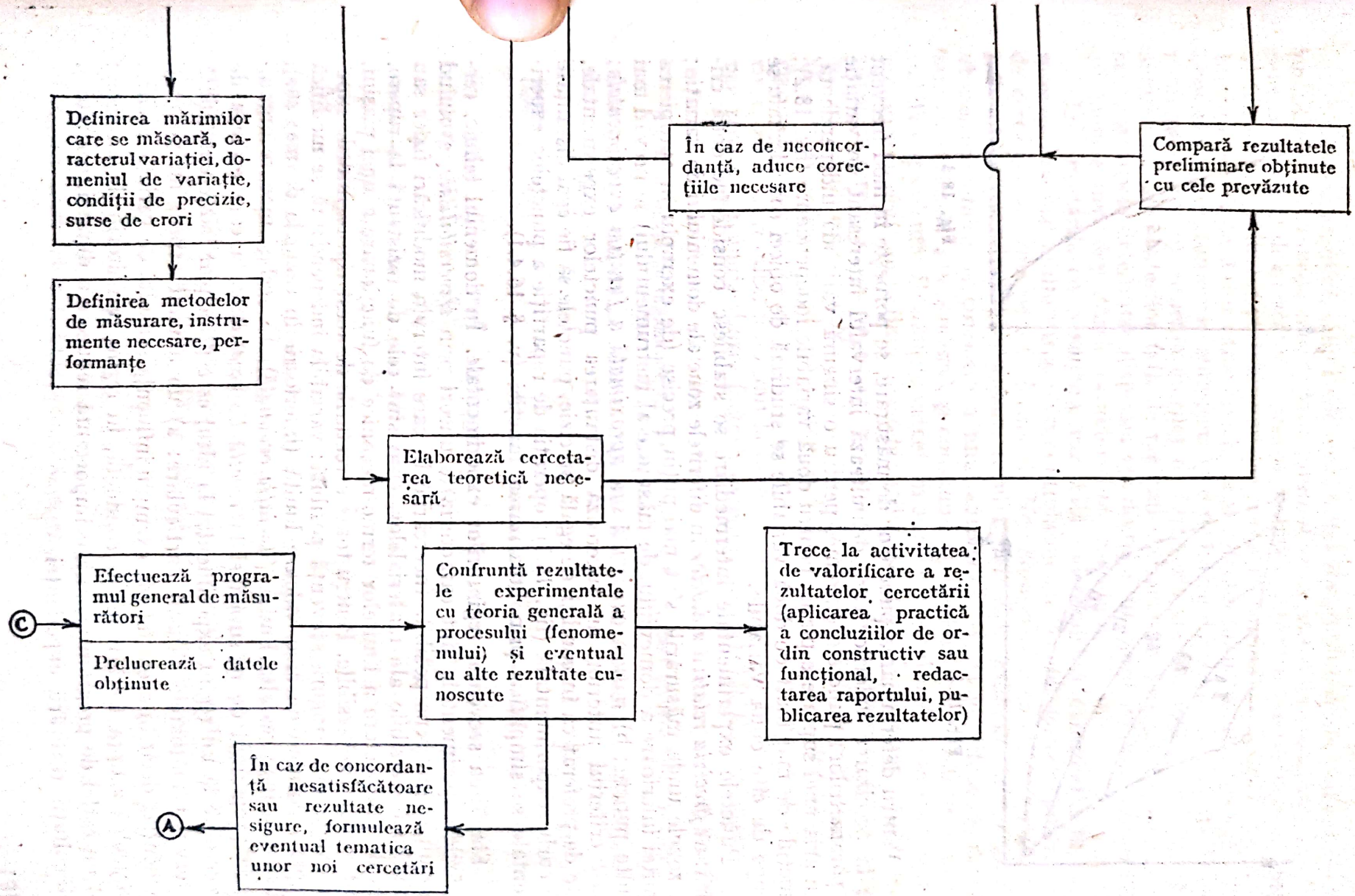

Definirea mărimilor care se măsoară, caracterul variației, domeniul de variație, condiții de precizie, surse de erori
Definirea metodelor de măsurare, instrumente necesare, performanțe
În caz de neconcordanță, aduce corecțiile necesare
Compară rezultatele preliminare obținute cu cele prevăzute
Elaborează cercetarea teoretică necesară
Efectuează programul general de măsurători
Prelucrează datele obținute
Confruntă rezultatele experimentale cu teoria generală a procesului (fenomenului) și eventual cu alte rezultate cunoscute
Trece la activitatea de valorificare a rezultatelor cercetării (aplicarea practică a concluziilor de ordin constructiv sau funcțional, redactarea raportului, publicarea rezultatelor)
În caz de concordanță nesatisfăcătoare sau rezultate nesigure, formulează eventual tematica unor noi cercetări
C
A

Fig. 18.1

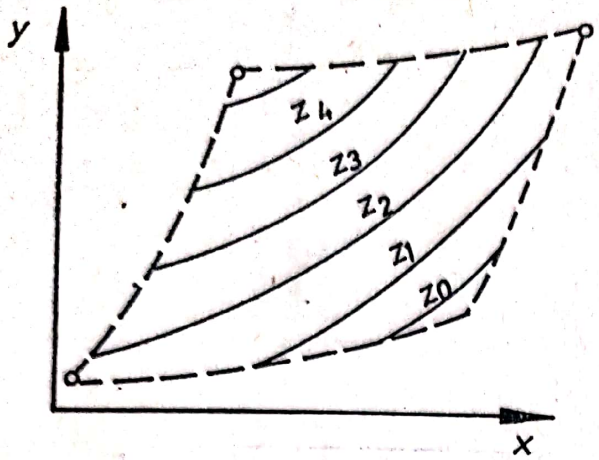


Fig. 18.2.

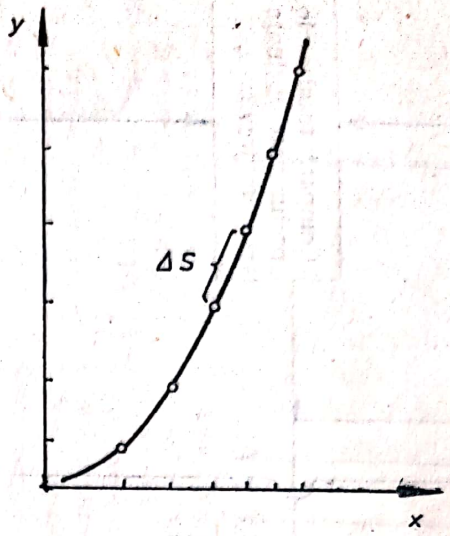


Fig. 18.3

Pentru determinarea punctelor de măsurare, se porneşte în mod frecvent de la precizarea valorilor care delimitează intervalul interesant de variaţie a parametrilor: punctele extreme, pentru o singură variabilă independentă, sau aria unei suprafeţe plane, pentru două variabile independente (fig. 18.2); funcţiile de mai mult de două variabile se studiază de obicei considerîndu-se grupe de cîte două variabile.

Punctele experimentale intermediare se stabilesc considerînd două criterii: a) *precizia relativă a datelor* în diferitele zone ale domeniului de variaţie; în zonele unde măsurările sînt mai puţin precise (de exemplu în apropierea limitei inferioare a domeniului de măsurare al instrumentului) se prevăd mai multe puncte; b) *natura cunoscută sau aproximată a funcţiei experimentale*; dacă criteriul anterior nu sugerează distanţarea punctelor experimentale, este de preferat ca în condiţii de egală precizie, punctele să fie egal distanţate pe curba experimentală (fig. 18.3); operaţia de repartiţie a punctelor experimentale se simplifică prin liniarizarea funcţiei (v. § 16.4.1).

Stabilirea secvenţei regimurilor experimentale. În domeniul tehnic, cercetările experimentale sînt caracterizate uneori prin *ireversibilitate*, evoluînd într-un singur sens posibil. Încercările în care intervin modificări fizice sau chimice ireversibile ale materialelor, cum sînt cele de rezistenţă la rupere, sau de prospectare a limitelor termo-mecanice de funcţionare a unei maşini, sînt evident ireversibile. Pentru toate cercetările de acest tip, regimurile experimentale au o singură secvenţă posibilă: variabila independentă se modifică treptat, pornind de la o valoare limită (inferioară în cazurile de mai sus), pînă se atinge cealaltă limită *(variaţie ordonată)*. În acelaşi mod se organizează programul de măsurări şi la *cercetările reversibile*, la care ordinea de trecere de la un regim experimental la altul este principial indiferentă, dacă intervin următoarele situaţii particulare: a) un anumit aspect nu poate fi evidenţiat decît în acest fel (de exemplu influenţa sensului de variaţie a cifrei Reynolds asupra frecării într-o conductă, în regim tranzitoriu de curgere); b) un astfel de program asigură o importantă reducere a duratei, costului şi dificultăţii realizării experienţei.

Scanned with OKEN Scanner

Cu aceste excepţii, cercetările cu caracter reversibil trebuie conduse după un plan care prevede modificarea alternativă a variabilei independente în sens crescător şi descrescător *(variaţie aleatoare)*, pentru o serie de avantaje: a) influenţa mărimilor perturbatoare cu variaţie continuă, care scapă controlului (de exemplu starea atmosferică) ca şi a factorilor subiectivi (de exemplu oboseala cercetătorilor) se manifestă egal pe întreg domeniul de variaţie a mărimii măsurate; b) influenţa erorilor de histerezis ale instrumentului de măsurare, sau ale abaterilor faţă de regimul staţionar de funcţionare a maşinii sau instalaţiei, determină dispersia rezultatelor în jurul valorii adevărate, evitîndu-se însă deplasarea caracteristicii cercetate.

La cercetările cu o singură variabilă independentă controlată, în care intervin însă mai multe variabile necontrolabile, cu *acţiune discretă*, programul de cercetare se concepe sub forma de *bloc aleatorizat*, pentru uniformizarea influenţelor necontrolabile asupra rezultatelor. Spre exemplu, la cercetarea vitezei economice de croazieră a unui automobil, intervine viteza de deplasare ca variabilă independentă şi consumul de combustibil, $C/100$ km, ca variabilă dependentă. Rezultatul cercetării se află însă sub influenţa mai multor factori exteriori, cu acţiune discretă: stilul personal al şoferului, particularităţile motorului de pe vehicul şi ale traseului urmărit. Pentru sporirea certitudinii rezultatelor, cercetarea se poate organiza simultan cu 4 şoferi cu calităţi cît mai obişnuite, 4 automobile şi 4 trasee diferite. Asociind acestor variabile 4 viteze medii diferite de deplasare, se poate concepe un bloc aleatorizat, astfel ca rezultatul obţinut la fiecare viteză să nu fie influenţat de acţiunea repetată a unuia dintre factorii exteriori. În tabelul 18.1 se observă că

Tabelul 18.1

Bloc aleatorizat de organizare în „pătrat greco-latin" a unei cercetări cu variabile necontrolabile, discrete

Vehiculul / Conducătorul	I	II	III	IV
1	w_1A	w_2B	w_3D	w_4C
2	w_3B	w_4A	w_1C	w_2D
3	w_2C	w_1D	w_4B	w_3A
4	w_4D	w_3C	w_2A	w_1B

$w_1 \ldots w_4$ — viteze de deplasare
$A \ldots D$ — trasee

prin acest mod de organizare în pătrat, numit „pătratul greco-latin", se obţin în final 4 grupe de cîte 4 valori ale consumului, pentru cele 4 viteze încercate; fiecare dintre aceste grupe de valori sînt obţinute cu participarea tuturor conducătorilor auto, cu toate vehiculele încercate şi pe toate traseele, avînd astfel semnificaţia de valori medii, influenţate în mod uniform de aceşti factori exteriori.

Pentru simplificarea cercetării se poate renunţa la organizarea pe trasee diferite, ajungîndu-se la un bloc de tip „pătrat latin" (tab. 18.2). Acelaşi principiu se poate aplica şi unui bloc care nu este pătrat, obţinut de exemplu prin asocierea unor pătrate-bloc greco-latin multiplu (tab. 18.3).

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul 18.2

Bloc aleatorizat de organizare în „pătrat latin" a unei cercetări cu variabile necontrolabile, discrete

Conducătorul \ Vehiculul	I	II	III	IV
1	w_1	w_2	w_3	w_4
2	w_3	w_4	w_1	w_2
3	w_2	w_1	w_4	w_3
4	w_4	w_3	w_2	w_1

Tabelul 18.3

Bloc aleatorizat de organizare în pătrat greco-latin multiplu, pentru o cercetare cu variabile necontrolabile, discrete

Conducătorul \ Vehiculul	I			II		
1	w_1A	w_2B	w_3C	w_2C	w_3A	w_1B
2	w_2C	w_3A	w_1B	w_3B	w_1C	w_2A
3	w_3B	w_1C	w_2A	w_1A	w_2B	w_3C

În sfîrșit, la cercetările cu mai multe variabile independente controlabile, procedeul clasic este de a varia pe rînd cîte una din variabile, menținîndu-le pe toate celelalte constante. Considerînd spre exemplu cazul cînd se studiază o funcție de două variabile, $u = f(x, y)$, procedeul clasic se poate aplica în mai multe variante, după numărul de regimuri experimentale (fig. 18.4).

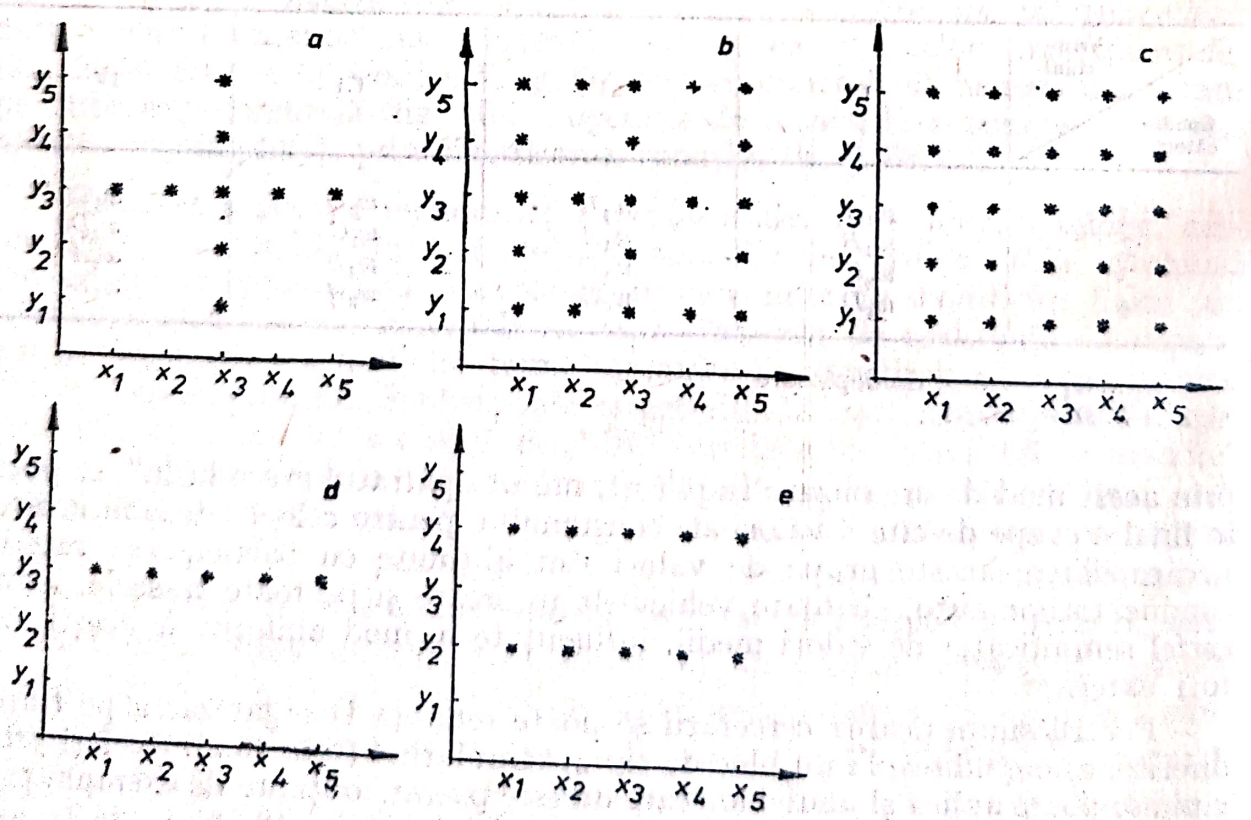


Fig. 18.4

Varianta *a* poate fi satisfăcătoare pentru o formă simplă a funcției *a* (cum ar fi $u = ax + by + c$); variantele *b* și *c* trebuie adoptate pentru funcțiile mai complicate (de ex. $u = ax^{by}$). Dacă dependența față de una din variabile este foarte slabă în raport cu cealaltă variabilă, sînt raționale variantele *d* și *e*. Pentru sporirea preciziei, la fiecare dintre regimurile experimentale marcate se efectuează mai multe măsurări.

În cazurile cînd funcția studiată *u* are forma specială $u = f_1(x) + f_2(y) + f_3(z)$, sau $u = f_1(x)f_2(y)f_3(z)$, experiențele se pot organiza după planuri aleatorizate (pătrat latin sau greco-latin), asigurîndu-se la prelucrarea datelor determinarea cu precizie sporită a funcției *u*[5].

18.3. SISTEME AUTOMATE DE ACHIZIȚIE ȘI PRELUCRARE A DATELOR

În instalațiile clasice de cercetare experimentală a unor fenomene complexe, ca și la standurile de probe standard ale mașinilor termice rezultatele măsurărilor, indicate în general de aparate de tip analogic, sînt înregistrate în două moduri. Valorile mărimilor lent variabile se determină prin citirea indicațiilor aparatelor și se înregistrează manual. Mărimile variabile se înregistrează sub forma de diagrame, cu ajutorul aparatelor înregistratoare cu control manual: osciloscoape cu înregistrare fotografică, oscilografe galvanometrice cu rază de lumină, potențiometre înregistratoare cu peniță etc. Ambele sisteme de înregistrare impun în continuare prelucrarea manuală a datelor, cel puțin pentru transformarea datelor brute sub forma acceptată de intrare într-un calculator. Diagramele înregistrate pretind în plus convertirea lor în tabele de valori discrete, transformate la scară. Toate aceste operații de achiziție și prelucrare manuală a datelor sînt caracterizate printr-o precizie limitată și un volum mare de activitate, exprimat prin ore × cercetător. Un alt dezavantaj al sistemelor clasice de înregistrare constă din dificultatea înregistrării simultane a mai mult de 4 ... 8 variabile, cu un răspuns satisfăcător la frecvențe înalte. Înregistratoarele x — timp pot ajunge la 60 canale, dar au un domeniu limitat de frecvențe și o rezoluție limitată după axa x; osciloscoapele au un răspuns bun la frecvențe înalte, dar nu depășesc în mod obișnuit 4 canale.

În ultimul deceniu a apărut o tendință accentuată de înlocuire a sistemelor clasice cu sisteme automate de achiziție și prelucrare a datelor, capabile să asigure colectarea, memorizarea și prelucrarea matematică a unui mare număr de date, precum și prezentarea rezultatelor sub forma cea mai avantajoasă pentru cercetare.

Introducerea acestor sisteme se află în legătură directă cu creșterea considerabilă a volumului activității de cercetare, odată cu dependența tot mai mare a progresului tehnic față de cercetare. Pe de o parte sporirea generală a numărului de teme de cercetare care trebuie soluționate, pe de altă parte evoluția activității de cercetare proprii fiecărei teme în sensul sporirii numărului de mărimi care trebuie măsurate și a prelucrării matematice tot mai complexe a datelor, impun eliminarea pe cît posibil a activităților manuale, mari consumatoare de timp, rezervîndu-se fondul de timp al cercetătorilor pentru activitățile de concepție. Întrucît achiziția datelor experimentale decurge extrem de rapid, se asigură scurtarea perioadei de utilizare a apara-

Scanned with OKEN Scanner

telor de măsurare la o temă de cercetare, de unde posibilitatea unei utilizări mai intense și mai variate a aparatelor dintr-un laborator. În sfîrșit, achiziția rapidă a datelor, asociată cu prelucrarea lor rapidă, pot accelera mult realizarea întregului program de cercetare, ceea ce influențează favorabil și costul mediu al unei date experimentale.

Economia de timp care se realizează cu un sistem de achiziție și prelucrare automată a datelor este ilustrată de următorul exemplu: timpul minim necesar pentru convertirea manuală a unei diagrame de presiune din cilindrul unui motor într-un tabel presiune-unghi *RA*, care poate fi prelucrat în continuare matematic, este 1...4 ore; cu un sistem modern de convertire analogic/numeric, acest timp se reduce cu cîteva ordine de mărime. Or, cercetări obișnuite în domeniul motoarelor pot să pretindă prelucrarea cîtorva zeci de diagrame de presiune; anumite cercetări impun ca la fiecare regim investigat de funcționare, să se analizeze statistic diagramele de presiune obținute la 100 ... 300 cicluri succesive. Reducerea volumului de activitate pentru înregistrarea datelor devine de asemenea foarte importantă la instalațiile experimentale cu număr mare de puncte de măsurare. Un stand modern pentru probele de rutină ale unui motor cu reacție este prevăzut cu instrumentația necesară pentru măsurarea turației, sarcinii (forța de tracțiune), consumului de combustibil, parametrilor de stare atmosferică și, în plus, pentru măsurarea temperaturii în 12 puncte, presiunii în 25 puncte și vibrațiilor în 6 puncte; achiziționarea automată a datelor antrenează în acest exemplu toate avantajele menționate mai înainte, precum și posibilitatea unor importante economii de combustibil, odată cu scurtarea perioadei de probe.

Viteza înaltă a operațiilor efectuate de sistemele de achiziție și prelucrare automată a datelor este însoțită și de un spor însemnat de precizie, stabilindu-se astfel un acord cu nivelul de precizie atins de aparatele de măsurare folosite curent în cercetare. În concluzie, prin concepția și utilizarea rațională a sistemelor automate de achiziție și prelucrare a datelor, se poate obține un raport mult ameliorat între cei trei factori, esențiali pentru orice activitate experimentală modernă: *cantitatea de informații rezultată, calitatea informațiilor și costul mediu al unei informații.*

Un *sistem de achiziție automată a datelor* trebuie să întrunească mai multe caracteristici generale: a) domeniu larg de frecvențe, cuprins între zero și o limită superioară care să depășească frecvența maximă de interes; b) posibilitatea cuplării la un mare număr de canale de măsurare, pentru înregistrarea simultană a multor variabile; c) transformarea semnalelor electrice transmise de traductoare, de tip analogic, în semnale electrice de tip numeric sau transformarea automată la scară; d) raport favorabil semnal util/zgomot; semnalele de la ieșirea unor traductoare se află în gama mili-sau microvolților, la care intervin probleme severe de zgomot; e) posibilitatea observării vizuale a datelor transmise prin sistem, pentru controlul simplu al desfășurării experienței și al modului de prelucrare a datelor în sistem.

În forma generală, sistemul de achiziție automată a datelor este format dintr-un lanț de trei elemente funcționale:

— *elementul de intrare*, care cuprinde ansamblul traductoarelor electrice de măsurare, cu circuitele conexe de prelucrare a semnalului și, în general, un dispozitiv de transfer al semnalelor pe un singur canal (mutiplexor);

— *elementul de convertire* a semnalelor de tip analogic în semnale de tip numeric;

Scanned with OKEN Scanner

telor de măsurare la o temă de cercetare, de unde posibilitatea unei utilizări mai intense și mai variate a aparatelor dintr-un laborator. În sfîrșit, achiziția rapidă a datelor, asociată cu prelucrarea lor rapidă, pot accelera mult realizarea întregului program de cercetare, ceea ce influențează favorabil și costul mediu al unei date experimentale.

Economia de timp care se realizează cu un sistem de achiziție și prelucrare automată a datelor este ilustrată de următorul exemplu: timpul minim necesar pentru convertirea manuală a unei diagrame de presiune din cilindrul unui motor într-un tabel presiune-unghi *RA*, care poate fi prelucrat în continuare matematic, este 1...4 ore; cu un sistem modern de convertire analogic/numeric, acest timp se reduce cu cîteva ordine de mărime. Or, cercetări obișnuite în domeniul motoarelor pot să pretindă prelucrarea cîtorva zeci de diagrame de presiune; anumite cercetări impun ca la fiecare regim investigat de funcționare, să se analizeze statistic diagramele de presiune obținute la 100 ... 300 cicluri succesive. Reducerea volumului de activitate pentru înregistrarea datelor devine de asemenea foarte importantă la instalațiile experimentale cu număr mare de puncte de măsurare. Un stand modern pentru probele de rutină ale unui motor cu reacție este prevăzut cu instrumentația necesară pentru măsurarea turației, sarcinii (forța de tracțiune), consumului de combustibil, parametrilor de stare atmosferică și, în plus, pentru măsurarea temperaturii în 12 puncte, presiunii în 25 puncte și vibrațiilor în 6 puncte; achiziționarea automată a datelor antrenează în acest exemplu toate avantajele menționate mai înainte, precum și posibilitatea unor importante economii de combustibil, odată cu scurtarea perioadei de probe.

Viteza înaltă a operațiilor efectuate de sistemele de achiziție și prelucrare automată a datelor este însoțită și de un spor însemnat de precizie, stabilindu-se astfel un acord cu nivelul de precizie atins de aparatele de măsurare folosite curent în cercetare. În concluzie, prin concepția și utilizarea rațională a sistemelor automate de achiziție și prelucrare a datelor, se poate obține un raport mult ameliorat între cei trei factori, esențiali pentru orice activitate experimentală modernă: *cantitatea de informații rezultată, calitatea informațiilor și costul mediu al unei informații.*

Un *sistem de achiziție automată a datelor* trebuie să întrunească mai multe caracteristici generale: a) domeniu larg de frecvențe, cuprins între zero și o limită superioară care să depășească frecvența maximă de interes; b) posibilitatea cuplării la un mare număr de canale de măsurare, pentru înregistrarea simultană a multor variabile; c) transformarea semnalelor electrice transmise de traductoare, de tip analogic, în semnale electrice de tip numeric sau transformarea automată la scară; d) raport favorabil semnal util/zgomot; semnalele de la ieșirea unor traductoare se află în gama mili-sau microvolților, la care intervin probleme severe de zgomot; e) posibilitatea observării vizuale a datelor transmise prin sistem, pentru controlul simplu al desfășurării experienței și al modului de prelucrare a datelor în sistem.

În forma generală, sistemul de achiziție automată a datelor este format dintr-un lanț de trei elemente funcționale:

— *elementul de intrare*, care cuprinde ansamblul traductoarelor electrice de măsurare, cu circuitele conexe de prelucrare a semnalului și, în general, un dispozitiv de transfer al semnalelor pe un singur canal (mutiplexor);

— *elementul de convertire* a semnalelor de tip analogic în semnale de tip numeric;

Scanned with OKEN Scanner

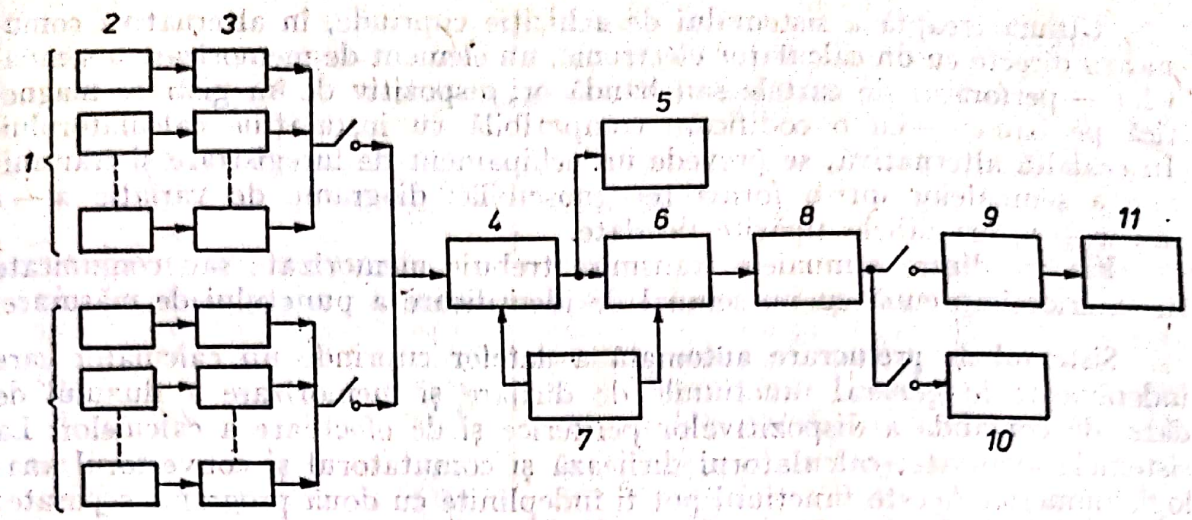


Fig. 18.5

1 — instalație (stand) experimentală; *2* — traductoare; *3* — circuite de măsurare și prelucrarea semnalului; *4* — comutator (dispozitiv de baleiere), eventual și înregistrator; *5* — osciloscop; *6* — convertor analogic-numeric; *7* — ceas numeric și timp standard; *8* — înregistrator pe bandă magnetică sau perforată; *9* — calculator; *10* — voltmetru numeric, mașină electrică de scris etc.; *11* — mașină electrică de scris, înregistrator $x-t$ sau $x-y$ etc.

— *elementul de ieșire*, care transferă semnalele de tip numeric în exterior într-o formă inteligibilă, sau le memorizează, pentru prelucrarea ulterioară într-un calculator numeric (fig. 18.5).

Vehicularea semnalelor obținute de la ansamblul traductoarelor de măsurare printr-un singur canal informațional pretinde un comutator automat (dispozitiv de baleiere sau scanner) care realizează prelevarea succesivă rapidă a semnalelor. Dispozitivele comerciale actuale pot servi peste 100 canale de intrare, într-o secvență comandată pe baza unui program. După necesitate, programele experimentale pot pretinde prelevarea datelor la intervale regulate de timp, sau într-o anumită secvență specială, cu o viteză de prelevare care trebuie pusă în orice caz de acord cu numărul de semnale trecute prin sistem, cu conținutul de armonici al fiecărui semnal și modul de reconstituire a semnalului din valorile prelevate, pentru a se atinge precizia necesară (într-un caz limită, un semnal sinusoidal de 60 Hz, prelevat cu o frecvență de 60 valori/s, ar apărea, după reconstituire, ca un semnal constant). Sistemul de achiziție automată a datelor poate satisface secvențele programului de prelevare prin includerea unui ceas numeric și a unui timp standard, în faza de comutare sau de convertire a semnalului. Cadența prelevării datelor de măsurare poate fi impusă printr-un tren de impulsuri, generate cu un disc cu găuri echidistante și traductor fotoelectric, fixat pe arborele motor (§ 7.1.3.4). Comanda automată a comutatorului este eventual dublată de un sistem de comandă manuală; în acest fel se poate obține reprezentarea la un osciloscop de control conectat în circuit, a semnalului transmis de oricare din punctele de măsură.

Conversia analogic/numeric a semnalului de intrare se realizează în general printr-o metodă de aproximație succesivă, cu o precizie de $\pm 0{,}01 \ldots 0{,}05\%$ și având o durată de $1 \ldots 30$ μs. După necesitate, unele sisteme efectuează și alte forme de prelucrare a semnalului: amplificare, filtrare, analiză armonică etc. Prin programare adecvată este posibil ca aceste forme variate de prelucrare să fie aplicate diferențiat semnalelor provenind din diferitele canale de intrare în sistem.

Ultima treaptă a sistemului de achiziție cuprinde, în alternativa comunicării directe cu un calculator electronic, un element de memorizare a semnalelor — perforator de cartele sau bandă ori dispozitiv de înregistrare magnetică pe bandă — cu o codificare compatibilă cu instalațiile calculatorului. În cealaltă alternativă, se prevede un echipament de înregistrare și transmitere a semnalelor într-o formă recognoscibilă: diagrame de variație $x - t$ sau $x - y$, ori tabele tipărite de date.

Fiecare dintre semnalele transmise trebuie memorizate sau comunicate în exterior împreună cu un semnal de identificare a punctului de măsurare.

Sistemul de prelucrare automată a datelor cuprinde un calculator care îndeplinește în general funcțiunile de dirijare și memorizare a fluxului de date, de comandă a dispozitivelor periferice și de efectuare a calculelor. La sistemele avansate, calculatorul dirijează și comutatorul și convertorul analogic/numeric. Aceste funcțiuni pot fi îndeplinite cu două programe separate: a) un program *de serviciu*, pentru stabilirea modului de supraveghere generală, transferul de date între memoriile centrală și periferică, solicitatea intrărilor, dirijarea echipamentelor periferice; b) un program *de calcul*, pentru prelucrarea datelor brute și/sau analiza lor matematică, și comunicarea rezultatelor.

Schema bloc generală reprezentată în figura 18.5 corespunde unui sistem central de achiziție și prelucrare a datelor, care poate comunica prin cabluri coaxiale cu mai multe instalații experimentale sau mai multe laboratoare, separate de distanțe pînă la 2 ... 3 km. În cazurile cînd viteza de convertire analogic/numeric a semnalelor este insuficientă față de viteza de prelevare a semnalelor, se procedează la înregistrarea semnalelor pe bandă magnetică; după înregistrare, se procedează la redarea semnalelor culese cu o viteză de deplasare a benzii magnetice de 10 ... 20 ori mai mică decît la înregistrare [2]. În alte cazuri*, viteza de comutare devine factorul care împiedică prelevarea semnalelor cu frecvența necesară; pentru asigurarea acestei frecvențe, se renunță la comutator și se prevede cîte un convertor analogic/numeric pe fiecare din canale, urmat de sistem de memorizare [4].

Numeroase sisteme de achiziție și prelucrare automată a datelor sînt completate cu canale separate pentru semnalele transmise de aparatele de măsurare de tip numeric.

BIBLIOGRAFIE

1. Holman, J. P. *Experimental Methods for Engineers*, cap. 2 și 13. McGraw Hill Book Company, New York, 1971.
2. Le Feuvre, T. ș.a. *A Tape Recording and Computer Processing System for Instantaneous Engine Data*. S.A.E. Paper Nr. 680133, 1968.
3. Merz, P. H. *Elektronische Verarbeitung und Darstellung von Messwerten in Prüfständen insbesondere für Strahltriebwerke*. M.T.Z. 34 (1973), Nr. 5.
4. Polzin H. și Pütter, G. *Ein Messdatensystem für Prüfstände von Verbrennungsmotoren*. M.T.Z. 37 (1976), Nr. 1/2.
5. Schenck, H. *Theories of Engineering Experimentation*, cap. 6. McGraw Hill Book Company, New York, 1968.
6. Varlamov, L. I. *Ispitatelnîe stanții porșnevîh i gazoturbinnîh dvigatelei*. Mașghiz, Moskva, 1963.

* La măsurarea presiunii din cilindrul unui motor cu ardere internă la 6 000 rot/min, prelevarea semnalelor la intervale de 1°RA implică o frecvență de 36 000 valori/s.

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 1, a

Valorile funcției $\Phi(t)=\frac{1}{2}erf(t/\sqrt{2})$

t	Sutimi de t									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,0000	0040	0080	0120	0160	0199	0239	0279	0319	0359
0,1	0398	0438	0478	0517	0557	0596	0636	0675	0714	0753
0,2	0793	0832	0871	0910	0948	0987	1026	1064	1103	1141
0,3	1179	1217	1255	1293	1331	1368	1406	1443	1480	1517
0,4	1554	1591	1628	1664	1700	1736	1772	1808	1844	1879
0,5	1915	1950	1985	2019	2054	2088	2123	2157	2190	2224
0,6	2257	2291	2324	2357	2389	2422	2454	2486	2517	2549
0,7	2580	2611	2642	2673	2703	2734	2764	2794	2823	2852
0,8	2881	2910	2939	2967	2995	3023	3051	3078	3106	3133
0,9	3159	3186	3212	3238	3264	3289	3315	3340	3365	3389
1,0	3413	3437	3461	3485	3508	3531	3554	3577	3599	3621
1,1	3643	3665	3686	3708	3729	3749	3770	3790	3810	3830
1,2	3849	3869	3888	3907	3925	3944	3962	3980	3997	4015
1,3	4032	4049	4066	4082	4099	4115	4131	4147	4162	4177
1,4	4192	4207	4222	4236	4251	4265	4279	4292	4306	4319
1,5	4332	4345	4357	4370	4382	4394	4406	4418	4429	4441
1,6	4452	4463	4474	4484	4495	4505	4515	4525	4535	4545
1,7	4554	4564	4573	4582	4591	4599	4608	4616	4625	4633
1,8	4641	4649	4656	4664	4671	4678	4686	4693	4699	4706
1,9	4713	4719	4726	4732	4738	4744	4750	4756	4761	4767
2,0	4772	4778	4783	4788	4793	4798	4803	4808	4812	4817
2,1	4821	4826	4830	4834	4838	4842	4846	4850	4854	4857
2,2	4861	4864	4868	4871	4875	4878	4881	4884	4887	4890
2,3	4893	4896	4898	4901	4904	4906	4909	4911	4913	4916
2,4	4918	4920	4922	4925	4927	4929	4931	4932	4934	4936

ANEXA 1, b

Valori legate de probabilitatea $\Phi(t)$

t	$\Phi(t)$	$1-2\Phi(t)$	$1-P$	$t=t(P)$	P
2,5	0,49379	0,01242	0,05	1,960	0,95
2,6	0,49534	0,00932	0,04	2,054	0,96
2,7	0,49653	0,00693	0,03	2,170	0,97
2,8	0,49744	0,00511	0,02	2,326	0,98
2,9	0,49813	0,00373	0,01	2,576	0,99
3,0	0,49865	0,00270	0,009	2,612	0,991
3,1	0,49903	0,00194	0,008	2,652	0,992
3,2	0,49931	0,00137	0,007	2,697	0,993
3,3	0,49952	0,00097	0,006	2,748	0,994
3,4	0,49966	0,00067	0,005	2,807	0,995

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 1, b (continuare)

t	$\Phi(t)$	$1-2\,\Phi(t)$	$1-P$	$t=t(P)$	P
3,5	0,499767	0,000465	0,004	2,878	0,996
3,6	0,499841	0,000318	0,003	2,968	0,997
3,7	0,499892	0,000216	0,002	3,090	0,998
3,8	0,499927	0,000145	0,001	3,291	0,999
3,9	0,499952	0,000096	0,0009	3,320	0,9991
4,0	0,499968	0,000063	0,0008	3,353	0,9992
4,1	0,499979	0,000041	0,0007	3,390	0,9993
4,2	0,499987	0,000027	0,0006	3,432	0,9994
4,3	0,499991	0,000017	0,0005	3,481	0,9995
4,4	0,499995	0,000011	0,0004	3,540	0,9996
4,5	0,4999966	0,0000068	0,0003	3,615	0,9997
4,6	0,4999979	0,0000041	0,0002	3,720	0,9998
4,7	0,4999987	0,0000025	0,0001	3,891	0,9999
4,8	0,4999992	0,0000016	10^{-5}	4,417	$1-10^{-5}$
4,9	0,4999995	0,0000009	10^{-6}	4,892	$1-10^{-6}$
5,0	0,4999997	0,0000006	10^{-7}	5,327	$1-10^{-7}$

ANEXA 2

Valorile $t(P, k)$ pentru repartiția Student

k \ P	0,90	0,95	0,98	0,99	0,999
4	2,132	2,776	3,747	4,604	8,610
5	2,015	2,571	3,365	4,032	6,859
6	1,943	2,447	3,143	3,707	5,959
7	1,895	2,365	2,998	3,499	5,405
8	1,860	2,306	2,896	3,355	5,041
9	1,833	2,262	2,821	3,250	4,781
10	1,812	2,228	2,764	3,169	4,587
11	1,796	2,201	2,718	3,106	4,487
12	1,782	2,179	2,681	3,055	4,318
13	1,771	2,160	2,650	3,012	4,221
14	1,761	2,145	2,624	2,977	4,140
15	1,753	2,131	2,602	2,947	4,073
16	1,746	2,120	2,583	2,921	4,015
18	1,734	2,103	2,552	2,878	3,922
20	1,725	2,086	2,528	2,845	3,850
25	1,708	2,060	2,485	2,787	3,725
30	1,697	2,042	2,457	2,750	3,646
35	1,689	2,030	2,437	2,724	3,591
40	1,684	2,021	2,423	2,704	3,551
45	1,679	2,014	2,412	2,689	3,522
50	1,676	2,008	2,403	2,677	3,497
60	1,671	2,000	2,390	2,660	3,460
70	1,667	1,995	2,381	2,648	3,436
80	1,664	1,990	2,374	2,639	3,416
90	1,662	1,987	2,368	2,632	3,401
100	1,660	1,984	2,364	2,626	3,391
∞	1,645	1,960	2,326	2,576	3,291

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 3

Valorile critice χ^2 pentru nivelul de încredere P și numărul de grade de libertate k

k \ P	0,75	0,90	0,95	0,975	0,990	0,995
1	1,32	2,71	3,84	5,02	6,63	7,88
2	2,77	4,61	5,99	7,38	9,21	10,6
3	4,11	6,25	7,81	9,35	11,3	12,8
4	5,39	7,78	9,49	11,1	13,3	14,9
5	6,63	9,24	11,1	12,8	15,1	16,7
6	7,84	10,6	12,6	14,4	16,8	18,5
7	9,04	12,0	14,1	16,0	18,5	20,3
8	10,2	13,4	15,5	17,5	20,1	22,0
9	11,4	14,7	16,9	19,0	21,7	23,6
10	12,5	16,0	18,3	20,5	23,2	25,2
11	13,7	17,3	19,7	21,9	24,7	26,8
12	14,8	18,5	21,0	23,3	26,2	28,3
13	16,0	19,8	22,4	24,7	27,7	29,8
14	17,1	21,1	23,7	26,1	29,1	31,3
15	18,2	22,3	25,0	27,5	30,6	32,8
16	19,4	23,5	26,3	28,8	32,0	34,3
17	20,5	24,8	27,6	30,2	33,4	35,7
18	21,6	26,0	28,9	31,5	34,8	37,2
19	22,7	27,2	30,1	32,9	36,2	38,6
20	23,8	28,4	31,4	34,2	37,6	40,0
21	24,9	29,6	32,7	35,5	38,9	41,4
22	26,0	30,8	33,9	36,8	40,3	42,8
23	27,1	32,0	35,2	38,1	41,6	44,2
24	28,2	33,2	36,4	39,4	43,0	45,6
25	29,3	34,4	37,7	40,6	44,3	46,9
26	30,4	35,6	38,9	41,9	45,6	48,3
27	31,5	36,7	40,1	43,2	47,0	49,6
28	32,6	37,9	41,3	44,5	48,3	51,0
29	33,7	39,1	42,6	45,7	49,6	52,3
30	34,8	40,3	43,8	47,0	50,9	53,7

ANEXA 4

Transformarea decibelilor în rapoarte de amplitudini

dB	Amplificare	Atenuare	dB	Amplificare	Atenuare
0,1	1,01	0,989	1,2	1,15	0,871
0,2	1,02	0,977	1,4	1,17	0,851
0,3	1,03	0,966	1,6	1,20	0,832
0,4	1,05	0,955	1,8	1,23	0,813
0,5	1,06	0,944	2,0	1,26	0,794
0,6	1,07	0,933	2,2	1,29	0,776
0,7	1,08	0,923	2,4	1,32	0,759
0,8	1,10	0,912	2,6	1,35	0,741
0,9	1,11	0,902	2,8	1,38	0,724
1,0	1,12	0,891	3,0	1,41	0,708

Scanned with OKEN Scanner

ANEXA 4 (continuare)

dB	Amplificare	Atenuare	dB	Amplificare	Atenuare
3,2	1,44	0,692	20	10,00	0,100
3,4	1,48	0,676	25	17,8	0,056
3,6	1,51	0,661	30	31,6	0,032
3,8	1,55	0,646	35	56,2	0,018
4,0	1,58	0,631	40	100,0	0,010
5	1,78	0,562	45	177,8	0,006
6	1,99	0,501	50	316	0,003
7	2,24	0,447	55	562	0,002
8	2,51	0,398	60	1000	0,001
9	2,82	0,355	65	1780	0,0006
10	3,16	0,316	70	3160	0,0003
11	3,55	0,282	80	10 000	0,0001
12	3,98	0,251	90	31 600	0,00003
13	4,47	0,224	100	100 000	0,00001
14	5,01	0,199	150	$3,16 \cdot 10^7$	$3,16 \cdot 10^{-8}$
15	5,62	0,178	200	10^{10}	10^{-10}

ANEXA 5

Principalele unităţi de măsură ale sistemului internaţional (SI)

Nr. crt.	Mărimea				Unitatea SI		
	Denumire	Simbol	Relaţia de definiţie	Termen dimensional	Denumire	Simbol	Termen dimensional
0	1	2	3	4	5	6	7
	1. Unităţi ale mărimilor de spaţiu şi timp						
1	Lungime	l	—	L	Metru	m	[m]
2	Arie	A, S	—	L^2	Metru pătrat	m^2	$[m^2]$
3	Volum, capacitate	V	—	L^3	Metru cub	m^3	$[m^3]$
4	Unghi plan	$\alpha, \beta \ldots$	$\alpha = \frac{\text{lung. arc}}{\text{rază}}$	—	Radian	rad	[rad]
5	Unghi solid	Ω, ω	$\Omega = \frac{\text{aria suprafeţei sferice}}{\text{raza la pătrat}}$	—	Steradian	sr	[sr]
6	Timp	t	—	T	Secundă	s	[s]
7	Viteză	v	$v = \frac{dl}{dt}$	LT^{-1}	Metru pe secundă	m/s	$[ms^{-1}]$
8	Acceleraţie	a	$a = \frac{dv}{dt}$	LT^{-2}	Metru pe secundă la pătrat	m/s^2	$[ms^{-2}]$
9	Viteză unghiulară	ω	$\omega = \frac{d\alpha}{dt}$	T^{-1}	Radian pe secundă	rad/s	$[rad\ s^{-1}]$
10	Acceleraţie unghiulară	ν, α	$\nu = \frac{d\omega}{dt}$	T^{-2}	Radian pe secundă la pătrat	rad/s^2	$[rad\ s^{-2}]$

Scanned with OKEN Scanner

0	1	2	3	4	5	6	7
	2. *Unităţi caracteristice fenomenelor periodice şi conexe*						
11	Perioadă	T	—	T	Secundă	s	[s]
12	Frecvenţă	f, ν	$f = 1/T$	T^{-1}	Hertz	Hz	$[s^{-1}]$
13	Pulsaţie	ω	$\omega = 2\pi f$	T^{-1}	Unu pe secundă	1/s	$[s^{-1}]$
14	Fază	φ	—	—	Radian	rad	[rad]
15	Lungime de undă	λ	—	L	Metru	m	[m]
	3. *Unităţi ale mărimilor caracteristice mecanicii*						
16	Masă	m	—	M	Kilogram	kg	[kg]
17	Densitate	ρ	$\rho = m/V$	ML^{-3}	Kilogram pe metru cub	kg/m^3	$[kgm^{-3}]$
18	Forţă	F	$F = ma$	LMT^{-2}	Newton	N	$[m \cdot kgs^{-2}]$
19	Presiune	p	$p = F/A$	$L^{-1}MT^{-2}$	Newton pe metru pătrat	N/m^2	$[m^{-1}\ kgs^{-2}]$
20	Tensiune mecanică normală	σ	$\sigma = F/A$	$L^{-1}MT^{-2}$	Newton pe metru pătrat	N/m^2	$[m^{-1}kgs^{-2}]$
21	Tensiune mecanică tangenţială	τ	$\tau = F/A$	$L^{-1}MT^{-2}$	Newton pe metru pătrat	N/m^2	$[m^{-1}\ kgs^{-2}]$
22	Viscozitate dinamică	η, μ	$\tau = \eta \frac{dv}{dn}$ (n = normala la direcţia vitezei)	$L^{-1}MT^{-1}$	Newton secundă pe metru pătrat	Ns/m^2	$[m^{-1}\ kgs^{-1}]$
23	Viscozitate cinematică	ν	$\nu = \eta/\rho$	L^2T^{-1}	Metru pătrat pe secundă	m^2/s	$[m^2s^{-1}]$
24	Lucru mecanic	L, A	$L = F \cdot l$	L^2MT^{-2}	Joule	J	$[m^2kgs^{-2}]$
25	Energie	E, W	$E = P \cdot t$	L^2MT^{-2}	Joule	J	$[m^2kgs^{-2}]$
26	Putere	P	$P = E/T$	L^2MT^{-3}	Watt	W	$[m^2kgs^{-3}]$
	4. *Unităţi ale mărimilor caracteristice electromagnetismului*						
27	Intensitatea curentului electric	I	—	I	Amper	A	[A]
28	Sarcină electrică, cantitate de electricitate	Q, q	$Q = \int I\,dt$	TI	Coulomb	C	[sA]
29	Tensiune electrică, diferenţă de potenţial	U	$U = P/I$	$L^2MT^{-3}I^{-1}$	Volt	V	$[m^{-2}\ kgs^{-3}\ A^{-1}]$
30	Capacitate electrică	C	$C = Q/U$	$L^{-2}M^{-1}T^4I^2$	Farad	F	$[m^{-2}\ kg^{-1}\ s^4\ A^2]$
31	Permitivitate	ε	—	$L^{-3}M^{-1}T^4I^2$	Farad pe metru	F/m	$[m^{-3}\ kg^{-1}\ s^4\ A^2]$

Scanned with OKEN Scanner

0	1	2	3	4	5	6	7
32	Rezistență electrică	R	$R = U/I$	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	Ohm	Ω	$[m^2\,kgs^{-3}\,A^{-2}]$
33	Inducție magnetică	B	—	$MT^{-2}I^{-1}$	Tesla	T	$[kgs^{-2}A^{-1}]$
34	Flux magnetic	Φ	$\Phi = \int_A \bar{B}_n \overline{dA}$	$L^2MT^{-2}I^{-1}$	Weber	Wb	$[m^2kgs^{-2}A^{-1}]$
35	Inductanță proprie	L	$L = \Phi/I$	$L^2MT^{-2}I^{-2}$	Henry	H	$[m^2kgs^{-2}\,A^{-2}]$
36	Inductanță mutuală	M	$M = \Phi/I$	$L^2MT^{-2}I^{-2}$	Henry	H	$[m^2kgs^{-2}\,A^{-2}]$
37	Permeabilitate	μ	—	$LMT^{-2}I^{-2}$	Henry pe metru	H/m	$[mkgs^{-2}A^{-2}]$
38	Reluctanță	R_m	—	$L^{-2}M^{-1}T^2I^2$	Unu pe henry	1/H	$[m^{-2}\,kg^{-1}\,s^2A^2]$
39	Impedanță	Z	$Z = U/I$	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	Ohm	Ω	$[m^2kgs^{-3}A^{-2}]$
40	Reactanță	X	$X = Z \sin \varphi$	$L^2MT^{-3}I^{-2}$	Ohm	Ω	$[m^2kgs^{-3}A^{-2}]$

5. *Unități ale mărimilor caracteristice căldurii*

41	Temperatură termodinamică	T, θ	—	θ	Kelvin	K	[K]
42	Cantitate de căldură	Q	—	L^2MT^{-2}	Joule	J	$[m^2\,kgs^{-2}]$
43	Capacitate calorică	C	$C = dQ/dT$	$L^2MT^{-2}\theta^{-1}$	Joule pe Kelvin	J/K	$[m^2\,kgs^{-2}\,K^{-1}]$
44	Entropie	S	$dS = dQ/T$	$L^2MT^{-2}\theta^{-1}$	Joule pe Kelvin	J/K	$[m^2kgs^{-2}K^{-1}]$
45	Energie internă	U, E	$dU = dQ + dL$	L^2MT^{-2}	Joule	J	$[m^2\,kgs^{-2}]$
46	Entalpie	H, I	$H = U + pV$	L^2MT^{-2}	Joule	J	$[m^2\,kgs^{-2}]$
47	Transmisivitate termică (coeficient de transferare de căldură)	α, h	$\alpha = \frac{Q}{A[T_2 - T_1]}$	$MT^{-3}\theta^{-1}$	Watt pe metru pătrat Kelvin	$\frac{W}{m^2K}$	$[kgs^{-3}K^{-1}]$

6. *Unități ale mărimilor caracteristice fotometriei*

48	Intensitate luminoasă	I_v, I	—	J	Candelă	cd	[cd]
49	Flux luminos	Φ_v, Φ	$\Phi = \int I\, d\Omega$	J	Lumen	lm	[cd. sr]
50	Eficacitatea luminoasă a unei surse de lumină	η_v, η	$\eta = \Phi/P$	$L^{-2}M^{-1}T^3J$	Lumen pe watt	lm/W	$[m^{-2}kg^{-1}s^3 \cdot cd \cdot sr]$
51	Cantitate de lumină	Q_v, Q	$Q = \int \Phi\, dt$	TJ	Lumen-secundă	lms	[s · cd · sr]
52	Luminanță (strălucire)	L_v, L	—	$L^{-2}J$	Candelă pe metru pătrat	cd/m^2	$[m^{-2}cdsr]$
53	Iluminare	E_v, E	$E = d\Phi/dA$	$L^{-2}J$	Lux	lx	$[m^{-2} \cdot cd \cdot sr]$
54	Expunere (cantitate de iluminare)	H_v, H	$H = \int E\, dt$	$L^{-2}TJ$	Lux-secundă	lx · s	$[m^{-2}s \cdot cd \cdot sr]$

Scanned with OKEN Scanner

0	1	2	3	4	5	6	7

7. *Unităţi ale mărimilor caracteristice acusticii*

55	Presiune sonoră	p	—	$L^{-1}MT^{-2}$	Newton pe metru pătrat	N/m^2	$[m^{-1}kgs^{-2}]$
56	Nivel de presiune sonoră	L_p, L	$L = 20 \lg \frac{p}{p_0}$ $[p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ $N/m^2]$	—	Unu	1	1
57	Nivel de tărie	L_N.	$L_N = 20 \lg \frac{p}{p_0}$	—	Fon	fon	1
58	Tărie	N	$N = 2^{\frac{L_N - 40}{10}}$	—	Son	son	1

ANEXA 6

Echivalenţa între alte unităţi de măsură uzuale şi unităţile sistemului SI

Dimensiunea	Echivalenţe
Lungime	1 Å (angstrōm) = 10^{-10} m 1 ft = 12 in = 30,48 cm = 0,3048 m 1 in = 25,4 mm
Volum	1 gal. (U.S.) = 0,13368 ft^3 = 3,785 l = 0,003785 m^3 1 l = 0,2454 gal. 1 ft^3 = 0,028317 m^3 = 7,480 gal.
Masă	1 lb_m = 453,59 g = 0,45359 kg = 0,03108 slug 1 kg = 2,2046 lb_m = $6,8521 \cdot 10^{-2}$ slug
Forţă	1 kgf = 9,807 N 1 N = 0,2449 lb_f 1 lb_f = $4,448 \cdot 10^{-5}$ dyne = 4,448 N
Presiune	1 kgf/m^2 = 9,807 N/m^2 = $1,422 \cdot 10^{-3}$ lb_f/in^2(psi) 1 torr = 133,22 N/m^2 1 bar = 10^5 N/m^2 1 at = 101.325 N/m^2 = 760 mm Hg = 14,696 lb_f/in^2 = = 2116,2 lb_f/ft^2 = 29,92 in Hg 1 lb_f/in^2 = 6894,8 N/m^2 = 0,4912 in Hg
Energie	1 kgfm = 9,807 J 1 cal = 4,184 J = $3,97 \cdot 10^{-3}$ Btu 1 Btu = 1054,35 J = 251,99 cal = $1,054 \cdot 10^{-4}$ erg = 777,66 ft · lb_f 1 J = $9,48 \cdot 10^{-4}$ Btu
Putere	1 C.P. = 735,499 W 1 cal/s = 4,184 W = $3,97 \cdot 10^{-3}$ Btu/s 1 Btu/s = 1054,35 W 1 kW = 3414 Btu/h

Scanned with OKEN Scanner

Dimensiunea	Echivalenţe
Densitate	1 lb_m/ft^3 = 16,018 kg/m^3 = 0,03108 $slug/ft^3$ 1 $slug/ft^3$ = 515,4 kg/m^3 1 kg/m^3 = 0,06242 lb_m/ft^3
Viscozitate dinamică	1 P(poise) = 0,1 Ns/m^2 = 1 dynă · s/cm^2 = 241,9 $lb_m/h \cdot ft$ = = 2,088 · 10^{-3} slug/s.ft 1 $lb_m/h \cdot ft$ = 8,634 · 10^{-6} $lb_f s/ft^2$ = 8,634 · 10^{-6} slug/s · ft = = 4,133 · 10^{-4} Ns/m^2 = 0,4133 cP.
Viscozitate cinematică	1 ft^2/h = 0,2582 cm^2/s = 2,582 · 10^{-3} m^2/s
Debit masic	1 $lb_m/h \cdot ft^2$ = 1,355 · 10^{-3} kg/m^2s 1 $g/cm^2 \cdot s$ = 7380 $lb_m/h \cdot ft^2$
Temperatură	1°F = 1°R = 5/9°C = 5/9 K 1°C = 1°K = 1,8°F = 1,8°R (Rankine) Zero absolut 0°R = °K = — 459,67°F = — 273,16°C
Căldură specifică	1 cal/g · °C = 1 Btu/lb_m °F = 4184 J/kg · K
Conductibilitate termică	1 cal/cm · s · °C = 418,55 W/m · K 1 kcal/m · h · °C = 1,16264 W/m · K 1 Btu/(h · ft^2 °F/ft) = 1,7293 W/m · K = 4,131 · 10^{-3} cal/cm · s · °C 1 W/cm · °K = 57,84 · 10^{-4} Btu/(h · ft^2 °F/ft)
Transmisivitate termică	1 $kcal/m^2 \cdot h \cdot$ °C = 1,16264 $W/m^2 \cdot K$ 1 $cal/cm^2 \cdot s \cdot$ °C = 4,18 · 10^4 $W/m^2 \cdot K$ 1 Btu/h ft^2 °F = 5,674 $W/m^2 \cdot K$ = 1,355 · 10^{-4} $cal/cm^2 \cdot s \cdot$ °C
Flux magnetic	1 Mx (maxwell) = 10^{-8} Wb
Inducţie magnetică	1 Gs (gauss) = 10^{-4} T
Intensitatea cîmpului magnetic	1 Oe (Oersted) = ($10^3/4\pi$) A/m
Luminanţă	1 cd/cm^2 = 1 sb(stilb) = 10^4 cd/m^2 1 asb = ($1/\pi$) cd/m^2 1 La = ($1/\pi$) · 10^4 cd/m^2

ANEXA 7

Notarea multiplilor şi submultiplilor unităţilor de măsură

Multipli			Submultipli		
T	Tera	= 10^{12}	d	Deci	= 10^{-1}
G	Giga	= 10^9	c	Centi	= 10^{-2}
M	Mega	= 10^6	m	Mili	= 10^{-3}
k	Kilo	= 10^3	μ	Micro	= 10^{-6}
h	Hecto	= 10^2	n	Nano	= 10^{-9}
da	Deca	= 10	p	Pico	= 10^{-12}
			f	Femto	= 10^{-15}
			a	Atto	= 10^{-18}

Scanned with OKEN Scanner

Teorema lui Thévenin

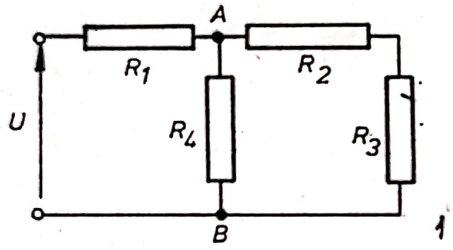
Această teoremă permite reducerea unui circuit complex format din elemente liniare (independente de curent și tensiune) într-un circuit serie simplu în baza următorului procedeu:

a) se secționează circuitul între două puncte ale aceleiași ramuri;

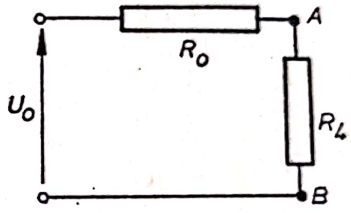
b) rezistența echivalentă a circuitului redus este egală cu rezistența circuitului secționat din care s-au scurtcircuitat toate sursele de tensiune;

c) tensiunea sursei echivalente este egală cu tensiunea în circuitul secționat între punctele de secționare.

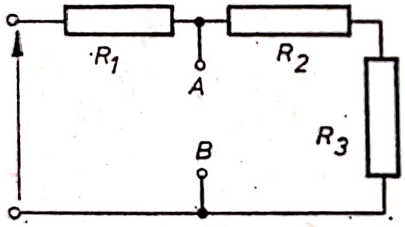
Procedeul enunțat este exemplificat în continuare:



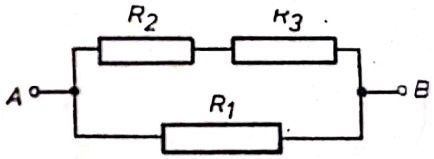
Circuitul considerat



Circuitul echivalent



a



$$R_0 = \frac{R_1(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$$

b

$$U_0 = U_{A-B} = U - \frac{UR_1}{R_1+R_2+R_3} = \frac{U(R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

c

Scanned with OKEN Scanner

Plan editură 5770. Tiraj 4700 + 80 + 30 expoziție leg. 1/1
Coli de tipar 32.

Tiparul executat sub comanda
nr. 2551 la
Întreprinderea poligrafică
„13 Decembrie 1918",
str. Grigore Alexandrescu nr. 89—97
București,
Republica Socialistă România

Scanned with OKEN Scanner

ERATĂ

Pag.	Rîndul	În loc de:	Se va citi:
53	rel. (2.81)	... $(e^{-\omega_n t\sqrt{\nu}}$ ...	... $(e^{-\omega_n t/\sqrt{\nu}}$...
68	Fig. 3.15, *e*	u_o, u_e	u_e, u_m
95	3	negative u_{e_1}	negative u_{e_2}
154	Tab. 4.5, col. 2	(ma)	(mLa)
172	rel. (4.53)	*Aria OAC'C*	*Aria OA'C'C*
244	Fig. 6.22, *a*	*10*	*12*
449	rel. (16.22)	... $e^{-x2/2}$	... $e^{-x^2/_2}$

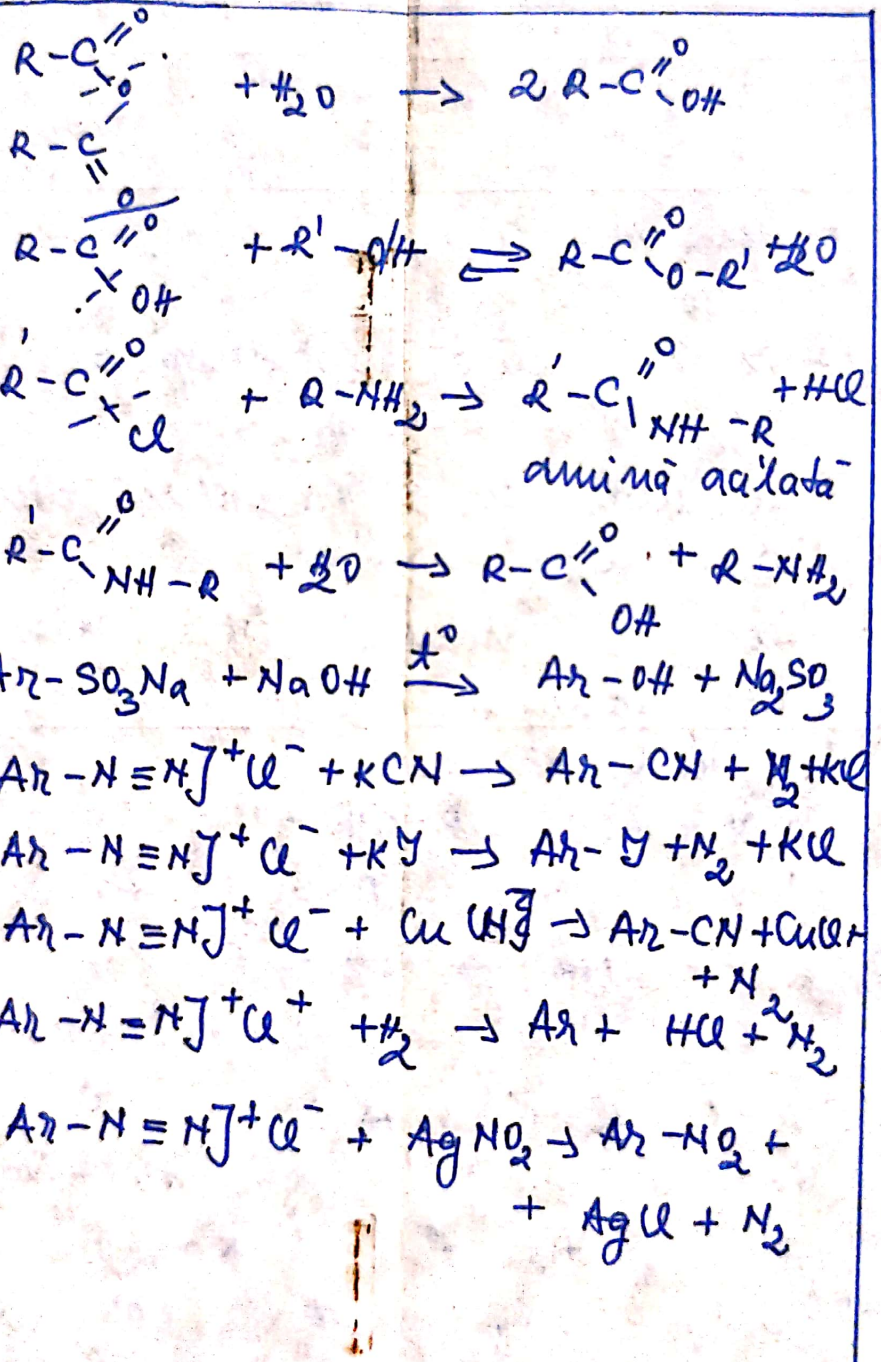
Scanned with OKEN Scanner

SUBSTITUȚIE

	ELECTROFILĂ	NUCLEOFILĂ	RADICALICĂ
Substrat	la nucleul aromatic	la C sp^3 sau C sp^2	alcani, izoalcani, cicloalcani, alchil-arene.
Reactant	- ioni pozitivi: R^+, H^+, NO_2^+, NO^+, X^+, H_3O^+, HSO_3^+ - molecule deficitare în e^- (neutre) SO_3, CO_2 - molecule polarizate sau polarizabile: $R-CH=O$, $R-C\equiv N$, HX, HOX	- ioni negativi: HO^-, $R-O^-$, $Ar-O^-$, $R-COO^-$, X^-, CN^- - molecule cu e^- neparticipanți: $H_2\ddot{O}$, $R-\ddot{O}H$, $R-\ddot{O}-R$, $R_3-\ddot{N}$ - molecule cu e^- π: alchene, diene, cicloalchene, alchine - compuși aromatici prin sextet aromatic	- reactanți radicalici: X_2, O_2, HNO_3, N_2O_4, SO_2Cl (SO_2+Cl_2) - mecanism în condiții fotochimice ($h\nu$)
Exemple	- compuși aromatici: * nitrare * sulfonare * halogenare * alchilare (cu comp. halog. / cu alchene) * acilare - diazotarea aminelor - cuplarea sărurilor de diazoniu - r. Kolbe-Schmidt (carboxilare) - hidroliza comp. organomagneziene - carboxilarea compușilor organomagneziene - decarboxilare - hidroxialchilare - condensarea C_6H_5-OH cu $O=CH_2$	a). la C sp^3 $R-X + HOH \rightarrow R-OH + HX$ $R-X + Na_2SO_3 \rightarrow R-SO_3Na + NaX$ $R-X + NH_3 \rightarrow R-NH_2 + HX$ $R-X + R'-NH_2 \rightarrow R-NH-R' + HX$ $R-X + R'-O^-Na^+ \rightarrow R'-O-R' + NaX$ $R-X + Ar-O^-Na^+ \rightarrow R-O-Ar + NaX$ $R-OH + HX \xrightarrow{t^\circ} R-X + H_2O$ $R-OH + PX_5 \rightarrow R-X + POX_3 + HX$ $R-X + KCN \rightarrow R-CN + KX$ b). la C sp^2 $R-C(=O)-O-R' + H_2O \rightleftharpoons R-C(=O)-OH + R'-OH$ $R-C(=O)-Cl + H_2O \rightarrow R-C(=O)-OH + HCl$ $R-C(=O)-NH_2 + H_2O \rightarrow R-C(=O)-OH + NH_3$	- halogenarea hidrocarburilor saturate (alcani) și alchil-arenilor - nitrarea alcanilor - sulfonarea alcanilor - sulfoclorurarea hidrocarburilor saturate și a alchil-arenilor ($Ar-CH_3$)

Scanned with OKEN Scanner

S.N.



Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

ADIȚIE

	ELECTROFILĂ	NUCLEOFILĂ	RADICALICĂ
Substrat	leg. multiple omogene $C=C$, $C\equiv C$	leg. multiple neomogene $C=O$, $C\equiv N$.	leg. duble omogene
Reactanți	- molecule care în soluții formează ioni pozitivi: R^+, H^+, NO_2^+, NO^+, X^+, H_3O^+, HSO_3^+ - molecule deficitare în e^-: SO_3, BF_3, $AlCl_3$ (acizi Lewis) - molecule mai polarizabile: $R-CH=O$, $R-CN$, HX, HOX	- molecule care în soluții formează ioni negativi: R^-, HO^-, X^-, CN^-, $R-O^-$ - molecule cu e^- nepărtășitori: $H_2\ddot{O}$, $R-\ddot{O}H$, $R-\ddot{O}-R$, $R-\ddot{S}H$, $\ddot{N}H_3$ - molecule cu $e^-\pi$: alchene, dienе, cicloalchene, alchine, arene	- reactanți radicalici: X_2, HNO_3, SO_2Cl, HX, H_2 - mecanisme în condiții fotochimice sau cu peroxizi (HBr la alchene) sau Ni, Pt, Pd fin divizate
Exemple	- r. de adiție pe care le dau alchinele (alchinele) $R-CH=CH_2 + X_2 \rightarrow R-\underset{X}{CH}-\underset{X}{CH_2}$ $R-CH=CH_2 + HX \rightarrow R-\underset{X}{CH}-CH_3$ (r. lui Markovnikov - dot. de efectele electronice din moleculă) $R-CH=CH_2 + HOH \xrightarrow{H^+} R-\underset{OH}{CH}-CH_3$ $R-CH=CH_2 + HOSO_3H \rightarrow$ $\rightarrow R-\underset{OSO_3H}{CH}-CH_3$ sulfat acid de alchil $R-CH=CH_2 + HOX \xrightarrow{H^+} R-\underset{OH}{CH}-\underset{X}{CH_2}$	$R-CH=O + HOH \rightarrow R-\underset{OH}{CH}-OH$ $R-CH=O + H-X \rightarrow R-\underset{X}{CH}-OH$ $R-CH=O + HCN \rightarrow R-\underset{CN}{CH}-OH$ $R-CH=O + NaHSO_3 \rightarrow R-\underset{}{CH}-OH$ combinații bisulfitice $\longrightarrow NaSO_3$ $R-CH=O + R'-OH \rightarrow R-\underset{OH}{CH}-O-R'$ $R-CH=O + R'-MgX \xrightarrow{A.N.} R-\underset{OMgX}{CH}-R' \xrightarrow[\text{S.E.}]{+HOH}$ $\longrightarrow R-\underset{OH}{CH}-R' + HOMgX$ - condensarea compușilor carbonilici între ei - condensarea compușilor carb. cu compuși ai grupării	$R-CH=CH_2 + X_2 \xrightarrow{h\nu} R-\underset{X}{CH}-\underset{X}{CH_2}$ $R-CH=CH_2 + H_2 \xrightarrow{Ni} R-CH_2-CH_3$ $CH\equiv CH + H_2 \xrightarrow[Pt]{Pa} CH_2=CH_2$ $CH\equiv CH + 2H_2 \xrightarrow{Ni} CH_3-CH_3$ $R-CH=CH_2 + HBr \xrightarrow{Na_2O_2} R-CH_2-CH_2-Br$ (adiția anti Markovnikov) $C_6H_6 + 3Cl_2 \xrightarrow{h\nu} C_6H_6Cl_6$ (H.C.H) $n\ CH_2=\underset{R}{CH} \rightarrow \left(CH_2-\underset{R}{CH}\right)_n$ polimerizare vinilică.

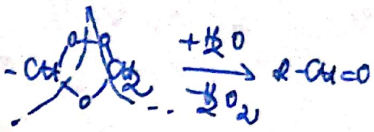
Scanned with OKEN Scanner

A.E.

$R-CH=CH_2 + R'-X \xrightarrow{ArX} R-\underset{X}{CH}-CH_2-R'$

$R-CH=CH_2 + R'-COOH \rightarrow R-\underset{OOC-R'}{CH}-CH_3$

- ozonoliza

$R-CH=CH_2 + O_3 \rightarrow$  $\xrightarrow[-H_2O_2]{+H_2O} R-CH=O + CH_2=O$

- aditia 1,4 a Br_2 la butadiena

$CH_2=CH-CH=CH_2 + Br_2 \rightarrow \underset{Br}{CH_2}-CH=CH-\underset{Br}{CH_2}$

- polimerizarea in mediu acid a alchenelor de forma:

$n\, CH_2-\underset{R}{\overset{R}{C}}-R \xrightarrow{H^+} \left(CH_2-\underset{R}{\overset{R}{C}}\right)_n$

- $R-C\equiv CH + Br_2 \rightarrow R-\underset{Br}{\overset{Br}{C}}=\underset{Br}{CH}$

$CH\equiv CH + HCl \xrightarrow[170^\circ C]{HgCl_2} CH_2=CH-Cl$

$CH\equiv CH + CH_3-COOH \xrightarrow[200^\circ C]{Zn(CH_3-COO)_2} CH_2=\underset{O-CO-CH_3}{CH}$

$CH\equiv CH + HCN \xrightarrow[80^\circ C]{Cu_2Cl_2 + NH_4Cl} CH_2=\underset{CN}{CH}$

$2R-C\equiv CH \xrightarrow[100^\circ C]{Cu_2Cl_2 + NH_4Cl} CH_2=CH-C\equiv CH$

A.N.

(aldimide + cetone)

$R-CH=O + NH_3 \xrightarrow[-H_2O]{} R-CH=NH$ (imine)

$R-CH=O + NH_2-OH \xrightarrow[-H_2O]{} R-CH=N-OH$ (oxime)

$R-CH=O + NH_2-NH_2 \xrightarrow[-H_2O]{} R-CH=N-NH_2$ (hidrazone)

$R-CH=O + NH_2-NH-C_6H_5 \xrightarrow[-H_2O]{} R-CH=N-\underset{C_6H_5}{NH}$ (fenilhidrazone)

$R-CH=O + R'-NH_2 \xrightarrow[-H_2O]{} R-CH=N-R'$ (azometine = baze Schiff)

- hidroliza nitrililor

$R-C\equiv N + H_2O \rightarrow R-\overset{O}{\overset{\|}{C}}-NH_2$

- hidroliza cianhidrinelor

$CH_3-\underset{O}{\overset{\|}{C}}-CH_3 + HCN \rightarrow CH_3-\underset{OH}{\overset{CN}{C}}-CH_3 \xrightarrow[-NH_3]{+H_2O, H^+} CH_3-\underset{OH}{\overset{COOH}{C}}-CH_3$